Н. М. ИЗЮМОВ. Д. П. ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ



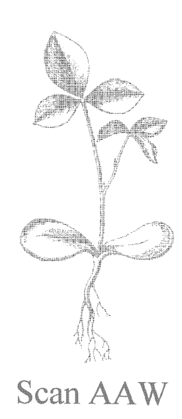
Основана в 1947 году

Выпуск 1059

Н. М. ИЗЮМОВ, Д. П. ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Издание четвертое, переработанное и дополненное



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1983

ББК 32.84
И39
УДК 621.37

Изюмов Н. М., Линде Д. П.

И39 Основы радиотехники. — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1983. — 376 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1059).

В пер.: 2 р. 80 к.

Изложены физические законы и явления, на которых основана работа радиотехнических устройств различного назначения, и описаны принципы действия элементов таких устройств. Третье издание вышло в 1971 г. Настоящее издание дополнено материалами по полупроводниковым приборам и их практическому применению.

Для широкого круга радиолюбителей.

И $\frac{2402020000-013}{046(01)-83}$ 158—83

ББК 32.84
6Ф2

РЕЦЕНЗЕНТ ДОКТОР ТЕХН. НАУК Н. И. ЧИСТЯКОВ

Редакция научно-популярной литературы и массовой радиобиблиотеки

НИКОЛАЙ МИХАЙЛОВИЧ ИЗЮМОВ
ДМИТРИЙ ПАВЛОВИЧ ЛИНДЕ
ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Редактор Е. А. Хуртин. Редактор издательства Н. В. Ефимова
Обложка художника С. Н. Голубева. Художественный редактор Г. Н. Кованов
Технический редактор Л. К. Грачева. Корректор Л. В. Алексеева

ИБ № 567

Сдано в набор 30.08.82 г. Подписано в печать 3.02.83 г.
Т-04630 Формат 60×90 1/16 Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 23,5 Усл. кр.-отт. 23,5 Уч.-изд. л. 34,64 Тираж 60 000 экз. Изд. № 19455
Зак. № 131 Цена 2 р. 80 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиотехника в нашей стране стала одной из важнейших отраслей техники, решающей крупные задачи промышленного, экономического и культурного прогресса. С каждым годом расширяется фронт ее применения и вместе с тем неуклонно развивается радиолюбительство. Все это повышает тягу к радиотехническим знаниям у советских людей и в том числе у многочисленного отряда радиолюбителей, стремящихся к систематизации своих знаний.

Изучение радиотехники затруднено для массового читателя тем, что обычно она излагается с использованием аппарата высшей математики. В тех случаях, когда этот аппарат не используется, изложение многих важных вопросов проводится упрощенно, без должной глубины и многие сведения приводятся без доказательств и достаточно строгих объяснений. Между тем радиотехника — наука весьма стройная, все в ней взаимосвязано, одно строится на другом, поэтому недопонимание основных фундаментальных явлений и законов радиотехники не дает читателю возможности уяснить все остальное.

В предыдущих изданиях книги мы ставили своей целью изложить основы радиотехнических знаний, пользуясь только аппаратом элементарной математики, и вместе с тем старались дать возможно более строгий анализ важнейших явлений, на которых основана работа радиотехнических устройств. Это, конечно, требует от читателя внимания и определенных усилий. Мы рассчитывали однако, на читателей, которых трудности не оттолкнут, и эта надежда оправдалась: книга нашла своего читателя. Поэтому и в данном издании книги основная ее установка осталась прежней.

Учитывая происходящее за последние годы интенсивное развитие полупроводниковой электроники, было принято решение расширить в новом издании книги материалы, посвященные работе полупроводниковых приборов и их практическому использованию.

Вместе с тем в книге сохранено описание работы электронных ламп и ламповых схем. Это сделано потому, что при всех успехах полупроводниковой техники ламповые устройства по экономическим и производственным причинам еще длительное время будут применяться. В ряде мощных и высоковольтных устройств замена ламп на полупроводники либо нерациональна, либо невозможна. Кроме того, в настоящее время ведутся работы по совершенствованию низковольтных ламп с холодными катодами, которые при аналогичных размерах по ряду показателей превосходят транзисторы. Вырисовывается перспектива слияния в дальнейшем микроминиатюрной ламповой и полупроводниковой техники. Первоначальное же усвоение общих идей и принципов, используемых в радиотехнике, достигается легче на примере ламповых устройств.

Мы являемся свидетелями бурного развития радиоэлектроники. Привести в одной книге описание всех ее средств и устройств невозможно. Поэтому в данной книге авторы видели свою основную задачу в изложении лишь фундаментальных идей, явлений и принципов, которые используются в радиотехнических устройствах различного назначения. Чтобы читатель получил представление о том, как они реализуются на практике, в заключительных разделах книги рассказано о построении радиопередающих и радиоприемных устройств и дается обзор важнейших областей применения радиотехники.

Отзывы о книге просим направлять по адресу: 101000, Москва, Чистопрудный бул., д. 2, издательство «Радио и связь».

Авторы

Глава первая

ПРИНЦИПЫ РАДИОСВЯЗИ

1.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛНАХ

В конце XIX столетия были открыты и исследованы свойства невидимых электромагнитных волн, способных распространяться на огромные расстояния. Эти волны были названы радиоволнами. Обобщая обширный опытный материал, собранный естествоиспытателями, английский физик Д. Максвелл создал в 60-х годах прошлого столетия теорию электромагнитного поля, установившую общую природу световых волн и радиоволн, а также открыл законы их распространения. В дальнейшем были изучены другие виды излучения: ультрафиолетовое, инфракрасное, рентгеновское и т. п. Исследования показали, что несмотря на различие ряда свойств этих видов излучения природа их одна и та же: все они представляют собой электромагнитные волны, а особенности их физических проявлений определяются различием в длине волны.

В 1886—1888 гг. Г. Герц экспериментально подтвердил основные выводы теории Максвелла, показав, что законы распространения, отражения и преломления радиоволн аналогичны законам распространения света.

При создании электромагнитной теории света Максвелл сразу столкнулся с большой трудностью. Все известные до этого волнообразные движения материи объяснялись механическим движением и упругим взаимодействием частиц тех сред, в которых они происходят. Например, распространение волн на поверхности воды объясняется действием сил внутреннего трения и поверхностного натяжения воды, распространение звука — упругими деформациями в среде или колебаниями молекул газа. В вакууме распространение этих колебаний невозможно.

Как же объяснить то, что световые волны беспрепятственно распространяются в мировом пространстве, которое можно считать почти идеальным вакуумом? Максвелл предположил, что все мировое пространство заполнено каким-то неощутимым видом материи, названным им эфиром, а распространение электромагнитных волн, в том числе и света, объясняется колебаниями частиц эфира.

Это движение или смещение частиц эфира было названо током смещения. И действительно, если в какой-нибудь вакуумный сосуд поместить две пластины и соединить их с источником переменной ЭДС, то на помещенную поблизости магнитную стрелку будет воздействовать переменное магнитное поле так, как это происходило бы, если бы в пространстве между электродами протекал поток электронов, который принято называть конвекционным током.

Несмотря на то, что с количественной стороны опыт дает полное совпадение с теорией, объяснение качественной стороны явлений такой механической моделью оказалось необоснованным. Все дальнейшие попытки физиков посредством самых тонких и остроумных экспериментов обнаружить эфир и выявить его свойства не только ничего не дали, но и показали, что если предположить существование эфира, то нельзя объяснить многие физические явления. Поэтому в настоящее время считают это понятие лишенным какого-либо реального физического смысла, хотя оно еще часто используется в обиходе.

Вместе с тем экспериментальная физика накапливала все новые и новые данные о свойствах электромагнитных волн. Замечательные опыты П. Н. Лебедева, проведенные в 1901 г., позволили обнаружить и измерить давление света. В дальнейшем было доказано, что частица, излучающая электромагнитные волны, теряет часть своей массы. Наконец, изучение элементарных ядерных частиц и их реакций показало, что при некоторых условиях могут происходить превращения частиц в элек-

тромагнитное излучение и, наоборот, можно наблюдать переход электромагнитного излучения в электрически заряженные частицы. Было открыто, что, с одной стороны, электроны ведут себя как элементарные частицы материи, а с другой — они обладают и некоторыми свойствами волн, например способностью к дифракции, т. е. огибанию препятствий. В свою очередь, электромагнитное излучение обладает корпускулярными, прерывными свойствами, т. е. свойствами потока мельчайших частиц.

Все эти факты привели к выводу, что электромагнитные волны представляют собой особую форму движущейся материи.

Теория электромагнитного поля Максвелла, за исключением гипотезы об эфире, правильно отражает объективную физическую реальность, являясь обобщением основных законов электричества, установленных опытным путем.

В ней содержится очень важный вывод, что переменное электрическое поле порождает переменное магнитное поле. Если же учесть, что закон электромагнитной индукции устанавливает обратную зависимость, то следует заключить, что переменные электрические и магнитные поля всегда существуют совместно и связаны между собой определенной количественной зависимостью. Переменное электрическое поле создает переменное магнитное поле, а переменное магнитное поле создает переменное электрическое поле. Поэтому любое возмущение, т. е. изменение электрического или магнитного поля, приводит к возникновению единого переменного электромагнитного поля.

Важнейшим свойством переменного электромагнитного поля является то, что оно не локализуется в месте возникновения. От точки, где оно возникло, возмущение начинает распространяться во все стороны в окружающем пространстве, порождая электромагнитные волны, подобно тому, как всплеск воды от камня, брошенного в пруд, создает разбегающиеся по его поверхности волны.

Электромагнитные волны являются носителями энергии. За счет лучистой энергии, приносимой ими с поверхности Солнца, существует жизнь на Земле. Следовательно, создание электромагнитного излучения должно явиться результатом процессов преобразования энергии. Такое преобразование произойдет, например, если заставить электрон двигаться с ускорением. Энергия, затрачиваемая устройством, вынуждающим электрон двигаться с ускорением, превращается в энергию электромагнитного излучения.

Из курса физики известно, что электроны в атомах движутся около положительно заряженного ядра по орбитам, на которых они обладают постоянной энергией. При некоторых условиях электроны могут переходить с одной орбиты на другую, вследствие чего их энергия изменяется; избыток ее превращается в электромагнитное излучение. Этот способ возбуждения электромагнитных волн находит применение в бурно развивающейся в настоящее время отрасли науки и техники — квантовой электронике.

В радиотехнике основное практическое применение нашел метод использования ускоренного движения свободных электронов, находящихся в огромном количестве в телах проводников.

Очевидно, что создать ускоренное движение электронов в одном направлении длительно практически невозможно, поэтому приходится ускорение в одном направлении сменять замедлением, т. е. ускорением в противоположном направлении. Подобный цикл может быть повторен неоднократно. Это можно осуществить путем присоединения каких-либо проводников к зажимам источника переменной ЭДС, под действием которой свободные электроны проводника начинают совершать колебательное движение, создавая электромагнитное излучение в окружающем пространстве. Такой проводник, преобразующий энергию источника переменной ЭДС в энергию электромагнитных волн, называется **передающей антенной**.

Теория Максвелла позволила установить, что скорость распространения электромагнитных волн в какой-либо среде

$$v = c/\sqrt{\varepsilon\mu}, \qquad (1.1)$$

где c — скорость распространения света в вакууме; ε — диэлектрическая, а μ — магнитная проницаемости среды. Для воздуха $\varepsilon \approx \mu \approx 1$ скорость распространения электромагнитных волн близка к скорости света в вакууме:

$$v = c \approx 300\,000 \text{ км/с}.$$

Колебания электронов в антенне создаются источником периодически изменяющейся ЭДС с периодом T. Если в некоторый момент поле у антенны имело максимальное значение (рис. 1.1), то такое же значение оно будет иметь

спустя время T. За это время существовавшее в начальный момент у антенны электромагнитное поле переместится на расстояние

$$\lambda = vT. \tag{1.2}$$

Минимальное расстояние между двумя точками пространства, поле в которых имеет одинаковое значение, называется **длиной волны**. Как следует из (1.2), длина волны λ зависит от скорости ее распространения и периода колебаний электронов в антенне. Так как частота тока $f = 1/T$, то длина волны

$$\lambda = v/f. \tag{1.3}$$

На основании теории Максвелла и из опыта можно установить, что электромагнитные волны представляют собой волны поперечного типа: в любой момент и в любой точке направления действия магнитного и электрического полей волны перпендикулярны направлению ее распространения; при этом направление электрического поля всегда перпендикулярно направлению магнитного поля (рис. 1.1).

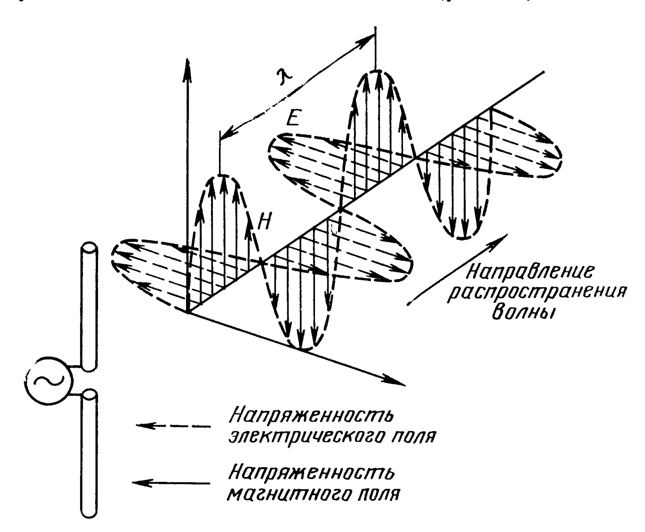


Рис. 1.1. Структура поля электромагнитной волны

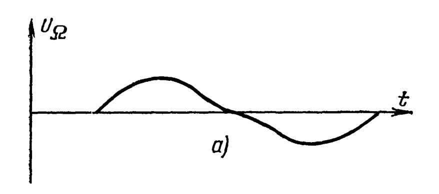
1.2. ОБЩАЯ СХЕМА РАДИОСВЯЗИ

Может возникнуть вопрос, нельзя ли для того чтобы передать с помощью радиоволн человеческую речь или музыку, звуковые колебания превратить в электрические, а последние с помощью антенны преобразовать в электромагнитные волны, чтобы затем в приемном пункте электромагнитные волны снова превратить в звуковые?

Звуковые колебания, воспринимаемые человеческим ухом, лежат обычно в полосе частот от 50 до 15 000 Гц. Используя формулу (1.3), легко показать, что такие колебания создадут волны длиной от 6000 м до 20 км. Антенны же могут эффективно излучать электромагнитные колебания только тогда, когда их размеры соизмеримы с длиной волны. Поэтому передача колебаний с такими длинами волн оказывается практически невозможной.

Если учесть, что можно построить антенны размерами, не превышающими нескольких сотен метров, то становится ясно, что для радиосвязи можно использовать волны длиной не более нескольких километров. Такие электромагнитные волны создаются колебаниями с частотами, во много раз превышающими частоты звуковых колебаний. Поэтому их можно использовать только в качестве переносчиков полезных звуковых сигналов. Это осуществляется изменением амплитуды, частоты или фазы несущих волн по закону изменения звуковых сигналов. Такой процесс изменения параметров несущих волн носит название **модуляции**.

На рис. 1.2 приведены графики передаваемого звукового сигнала и амплитудно-модулированных колебаний, которые получаются в том случае, когда по



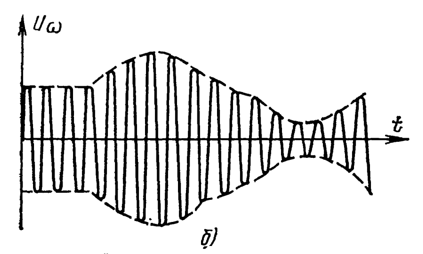


Рис. 1.2. Колебания при радиопередаче:
а — низкочастотное; *б* — амплитудно-модулированное

закону передаваемого сигнала изменяется амплитуда высокочастотных колебаний. Таким образом, всякое радиопередающее устройство должно состоять из трех основных элементов: генератора переменной ЭДС, прибора, в котором происходит модуляция, и антенны.

В приемном пункте должно находиться устройство, преобразующее энергию электромагнитных волн в энергию электрических колебаний, т. е. приемная антенна. К антенне, расположенной в приемном пункте, приходят электромагнитные волны, излучаемые разными передатчиками, работающими на различных частотах. Для того чтобы принимать сигналы только одной радиостанции, необходимо иметь избирательное устройство, способное выделить из колебаний различных частот только те колебания, которые передаются нужной радиостанцией. Для решения этой задачи используются электрические колебательные контуры, настраиваемые на частоту принимаемой радиостанции.

Выделенные с помощью контура высокочастотные колебания нужно подвергнуть обратному преобразованию, т. е. получить из них токи или напряжения, изменяющиеся в соответствии с законом модуляции колебаний в передатчике. Для этого приемник должен иметь специальное устройство, называемое детектором. Наконец, выделенный сигнал нужно подать на некоторое оконечное устройство, которое запишет его или позволит человеку воспринимать его в виде звука или света. Следовательно, радиоприемное устройство должно содержать обязательно антенну, избирательное устройство, детектор и оконечное устройство.

Таким образом, структурная схема радиосвязи имеет вид, изображенный на рис. 1.3.

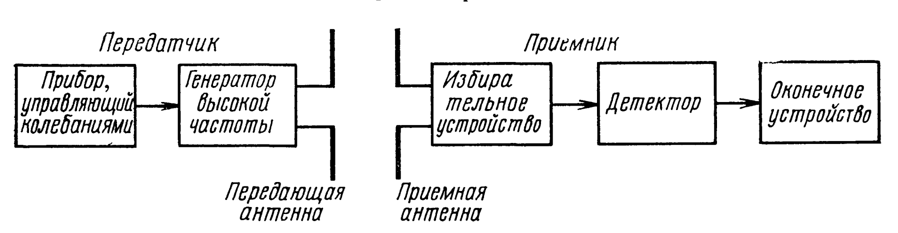


Рис. 1.3. Структурная схема линии радиосвязи

1.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАДИОТЕХНИКЕ

Какие же волны используются в современной радиотехнике? Исследования показали, что условия распространения радиоволн существенно различаются в зависимости от их длины. Это определяется различием в прохождении волн, излученных антенной вдоль земной поверхности (так называемого земного луча) и волн, излученных под некоторым углом к горизонту (пространственного луча). Оба этих пути распространения радиоволн показаны на рис. 1.4.

Земной луч, проходя вдоль поверхности Земли, наводит в ней переменные токи, которые встречают тем большее сопротивление, чем выше рабочая частота. Поэтому с ростом частоты возрастает поглощение энергии земного луча. Пространственный луч попадает в верхние слои атмосферы, которые находятся в ионизированном состоянии. Под

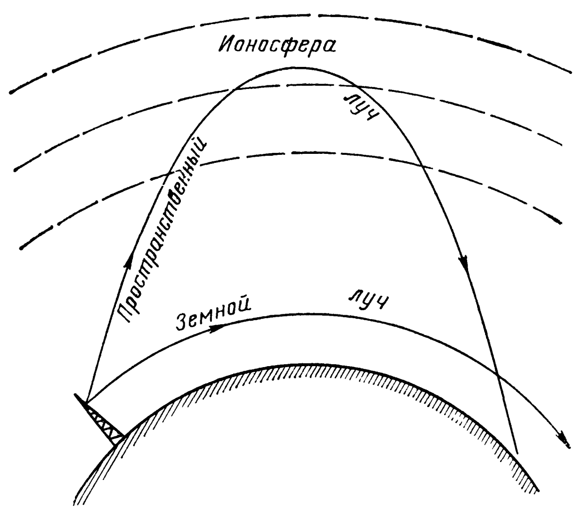


Рис. 1.4. Пути распространения электромагнитных волн

действием ультрафиолетового излучения Солнца и космических лучей нейтральные атомы газов, входящие в состав атмосферы, распадаются на положительно заряженные ионы и электроны, образуя так называемую ионосферу.

Под действием пришедшей электромагнитной волны свободные заряды в ионизированных слоях совершают упорядоченное колебательное движение, что является причиной возникновения нового излучения, часть которого может вернуться на Землю. Однако не вся энергия падающей волны переходит в отраженную волну: часть ее превращается в тепло. Теория и опыт показали, что доля поглощенной энергии возрастает с увеличением длины волны (т. е. с уменьшением частоты).

На волнах более 3000 м поглощение в земной поверхности оказывается очень малым, а поглощение в ионосфере очень большим. Благодаря тому, что эти волны, кроме того, хорошо огибают земную поверхность, с помощью земного луча удается осуществлять связь на расстояния в несколько тысяч километров. Из-за сильного поглощения в ионосфере пространственный луч не может быть использован для связи.

Волны, длина которых превышает 1000 м, называют длинными (ДВ) или километровыми (соответствующие им частоты меньше 300 кГц).

На более коротких волнах (от 1000 до 100 м), которые принято называть средними (СВ) или гектометровыми, поглощение земного луча возрастает, и связь с его помощью может осуществляться только на сравнительно небольшие расстояния; однако начинает появляться достаточно интенсивный отраженный от ионосферы пространственный луч, за счет которого дальность связи также может достигать нескольких тысяч километров. Диапазону средних волн соответствуют частоты от 300 кГц до 3 МГц.

На волнах коротковолнового (КВ) или декаметрового диапазона, к которому принято относить волны от 100 до 10 м (чему соответствуют частоты от 3 до 30 МГц), поглощение в земле становится столь большим, что практически связь на расстояниях свыше нескольких десятков километров земным лучом становится невозможной, зато поглощение пространственного луча в ионосфере резко уменьшается, и связь может осуществляться на огромные расстояния с помощью волн, отраженных от ионосферы.

Более короткие волны, которые получили название ультракоротких — УКВ (длина волны менее 10 м), проходят сквозь ионосферу, обычно не испытывая отражения. По мере укорочения волны свойства радиоволн все более и более приближаются к свойствам световых волн. Ультракороткие волны почти не обладают способностью огибать земную поверхность, поэтому связь с их помощью может практически осуществляться только в пределах зоны

прямой видимости. Это, конечно, снижает возможности использования УКВ, но, с другой стороны, благодаря этому исключаются взаимные помехи радиостанций, расположенных на расстояниях более нескольких десятков километров. Атмосферные и промышленные помехи практически отсутствуют в этом диапазоне.

Диапазон УКВ обычно разделяют на диапазоны метровых (от 10 до 1 м), дециметровых (от 100 до 10 см) и сантиметровых (от 10 до 1 см) волн.

Использование ультракоротких волн открыло перед радиотехникой ряд интересных возможностей.

Как уже упоминалось, эффективное излучение достигается только при длине антенны, соизмеримой с длиной волны. При малой длине волны открывается возможность создания сложных антенных систем, концентрирующих излучение в определенных нужных направлениях. Только на УКВ оказывается возможным построение радиолокационных, телевизионных станций, линий телеуправления и ряда других специальных устройств. Поэтому диапазон УКВ привлекает в последние годы особое внимание радиоспециалистов. В настоящее время уже находят практическое применение волны длиной в несколько миллиметров.

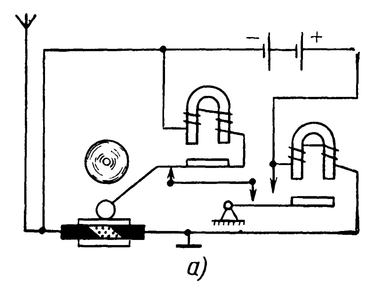
1.4. КРАТКИЙ ОЧЕРК РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИКИ

7 мая 1895 г. на заседании Русского физико-химического общества А. С. Попов продемонстрировал изобретенное им устройство, регистрирующее электромагнитное излучение, вызываемое грозовыми разрядами. По сути дела, грозоотметчик, как его назвал А. С. Попов, явился первым радиоприемным устройством, что дает нам основание считать данную дату днем изобретения радио.

30 декабря 1897 г. А. С. Попов продемонстрировал в Петербурге действие первой радиолинии, состоявшей из передатчика с передающей антенной и приемника с приемной антенной, разнесенных на расстояние в 250 м. С помощью этой аппаратуры была передана первая радиограмма, состоявшая из двух слов: «Генрих Герц».

В передатчике А. С. Попова (рис. 1.5) источник постоянного тока питал преобразователь, на выходе которого создавалось высокое напряжение. Оно подводилось к двум разделенным разрядным промежуткам относительно длинным проводам, которые выполняли роль антенны. Когда напряжение на проводах антенны превышало напряжение пробоя воздушного промежутка, возникал искровой разряд и в антенной цепи возбуждались затухающие электрические колебания, создававшие в окружающем пространстве электромагнитное излучение. Управление этим излучением осуществлялось с помощью телеграфного ключа, через который замыкалась цепь питания преобразователя. Замыкая и размыкая ключ, можно было создавать электромагнитные сигналы, пользуясь телеграфной азбукой Морзе.

Радиоприемное устройство А. С. Попова состояло из приемной антенны, в цепь которой включался когерер — стеклянная трубка, заполненная металлическими опилками. При появлении переменных токов в цепи приемной антенны отдельные частицы металлического порошка спекались, вследствие чего сопротивление когерера резко падало. Через когерер замыкалась также цепь звонка или обмотка реле пишущего механизма телеграфного аппарата. При



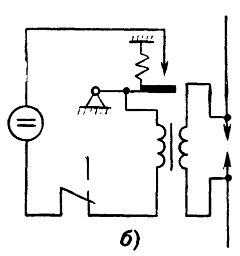


Рис. 1.5. Передатчик и приемник А. С. Попова:
а — грозоотметчик (приемник); *б* — передатчик

уменьшении сопротивления когерера в цепи звонка возникал ток, молоточек звонка ударял по чашке и телеграфный сигнал мог быть принят на слух или записан аппаратом. При обратном ходе молоточек звонка встряхивал когерер, восстанавливая его первоначальное состояние. Здесь когерер играл роль детектора, а звонок — оконечного устройства.

А. С. Попов неустанно совершенствовал разработанную им аппаратуру, и если первая радиопередача производилась на расстояние всего в 250 м, то уже через полтора года он мог передавать радиограммы на расстояние в несколько километров, а в 1899 г. во время операции по спасению крейсера «Адмирал Апраксин» осуществлял радиосвязь на расстояние в 40 км. В 1901 г. с помощью радиостанции Попова удалось установить связь на расстояние в 150 км.

В 1906 г. американский изобретатель Ли де Форсст создал первую трехэлектродную электронную лампу, которая открыла новые возможности для радиотехники. В 1913 г. немецкий инженер Мейснер создал первый ламповый генератор. Появившиеся ламповые генераторы и усилители незатухающих колебаний разрешили проблему создания компактных, стабильных, перестраиваемых передатчиков и приемников, с помощью которых стали возможными передача и прием не только телеграфных сигналов, но и человеческой речи, музыки, изображения.

С первых же дней создания Советской власти Коммунистическая партия проявила огромную заботу и внимание к развитию радиотехники. По указанию В. И. Ленина в Нижнем Новгороде была создана радиолаборатория, в которой были сосредоточены важнейшие разработки радиотехнической аппаратуры. В условиях голода, блокады, экономической разрухи коллектив работников лаборатории во главе с М. А. Бонч-Бруевичем создал первые образцы отечественных электронных ламп, и уже в 1920 г. на Ходынском поле под Москвой была построена весьма мощная по тому времени радиотелефонная станция.

В начале 20-х годов под руководством М. А. Бонч-Бруевича были созданы мощные генераторные триоды, основные конструктивные особенности которых находят отражение и в современных лампах. В 1933 г. под Москвой была построена радиостанция мощностью 500 кВт в антенне, разработанная коллективом инженеров под руководством А. Л. Минца. Строительство мощных радиостанций продолжалось и в последующие годы.

Все крупнейшие города нашей страны в настоящее время связаны магистральными линиями радиосвязи, местные радиостанции ведут собственные передачи и транслируют программы центрального вещания, самые удаленные города связаны между собой многоканальными радиорелейными линиями, работающими в диапазоне УКВ. По ним передаются сотни и тысячи независимых сообщений, а также производится ретрансляция телевизионных передач. Эту систему связи завершают ретрансляторы, устанавливаемые на искусственных спутниках Земли.

Наряду с мощными радиостанциями действуют десятки тысяч служебных: самолетных, судовых, поездных, экспедиционных и других радиостанций самого разного назначения. Начиная с 20-х годов развивалось и обширное радиолюбительское движение коротковолновиков, устанавливающих сверхдальние связи, «охотников на лис», конструкторов, создающих управляемые по радио модели самолетов, судов, а также многие различные по назначению радиоустройства.

В конце 30-х годов и особенно после второй мировой войны стали быстро развиваться и другие отрасли радиотехники: передача изображений по радио — телевидение, управление различными объектами по радио — телеуправление, обнаружение самолетов и судов с помощью отраженных радиоволн — радиолокация, вождение самолетов и судов с помощью радиосредств — радионавигация.

Радиотехнические методы проникают в самые различные отрасли науки и техники: физику, химию, геологию, медицину, астрономию, математику и т. д. Сейчас невозможно указать ни одной отрасли естественных наук, где бы не использовались те или иные радиотехнические устройства. С помощью радиосредств исследуются глубины Вселенной. По радио управляют космическими кораблями. Радиотехнические средства позволяют получать информацию о таинственных и удивительных процессах, происходящих как в отдаленнейших галактиках, так и внутри атомных ядер. Поэтому знакомство с основами радиотехники в настоящее время необходимо широкому кругу людей самых различных специальностей. Это знакомство не только полезно, но и увлекательно.

1.5. СРЕДСТВА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАДИОТЕХНИКЕ

При всем разнообразии решаемых задач все радиотехнические устройства строятся в основном из небольшого числа элементов: электронных ламп, полупроводниковых приборов, резисторов, катушек индуктивностей и конденсаторов. Поэтому при изучении курса радиотехники в первую очередь надлежит ознакомиться с особенностями работы этих элементов.

При соединении таких элементов образуются узлы, приобретающие качественно новые свойства. Основным радиотехническим узлом, состоящим из индуктивности и емкости, является колебательный контур, который входит в состав подавляющего большинства генераторов и усилителей, используемых в передатчиках и приемниках.

Контур — не изолированная система, он всегда связан с другими цепями, входящими в передатчик или приемник. В результате этой связи могут существенно измениться свойства колебательной системы. Такие взаимодействующие одна с другой цепи или контуры называются связанными цепями (контурами).

Как было видно из рассмотрения структурных схем передатчика и приемника, в радиотехнических цепях протекают токи самых различных частот. Поэтому часто необходимо отфильтровывать токи одних частот от токов других, т. е. токи одних частот пропускать в какую-либо цепь, а токи других частот не пропускать. Эту задачу решают специальные устройства, называемые электрическими фильтрами, которые составляются из резисторов, конденсаторов, катушек, а иногда и из колебательных контуров.

В радиотехнических устройствах часто встречаются системы из электрических проводов, по которым энергия высокочастотных колебаний передается от одной части устройства к другой, например от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Такие системы принято называть фидерными линиями. К ним предъявляется требование возможно полнее, без потерь, передавать энергию. Когда длина таких линий становится соизмеримой с длиной волны, в их работе проявляется ряд интересных особенностей, что дает возможность использовать их в качестве индуктивностей, емкостей, колебательных контуров, фильтров и т. п.

Изучение свойств линий позволяет понять многие явления, происходящие в антеннах, в большинстве случаев образованных системой длинных проводов. В зависимости от их конфигурации, подвески над землей, способа питания антенна обладает теми или иными излучающими свойствами. Необходимость же создания антенн с различными характеристиками определяется разным назначением радиостанций и неодинаковыми условиями распространения, зависящими от рабочего диапазона: одни радиоволны распространяются в пределах прямой видимости, другие — на тысячи километров, третьи способны многократно обходить земной шар. Знание условий распространения радиоволн необходимо для правильного выбора рабочих волн и антенных устройств.

В настоящее время в большинстве усилителей, генераторов и других важнейших узлов радиоустройств в качестве основного элемента используются электронные лампы или транзисторы. Их основным свойством является то, что изменение напряжения на одном из электродов влияет в значительно большей степени на ток, протекающий в цепи другого электрода, чем изменение напряжения на последнем. Это дает возможность путем небольших изменений напряжения на первом электроде создавать большие изменения напряжения на втором, т. е. производить усиление переменных напряжений.

С помощью этих же приборов удается осуществлять модуляцию, детектирование и другие преобразования колебаний. В настоящее время существует много типов ламп и полупроводниковых приборов, предназначенных для выполнения различных функций.

Знание особенностей работы электронных ламп транзисторов и колебательных контуров позволяет перейти к изучению работы усилителей и генераторов, в большинство которых они входят как главные составные элементы. Благодаря созданию ламповых и транзисторных генераторов и усилителей возможно построение приемников и передатчиков, в которых производится усиление сигналов в миллионы раз.

Из рассмотрения общего принципа построения линии связи можно заключить, что кроме генерирования и усиления колебаний в любом радиоустройстве мы всегда встречаемся с различного рода преобразованиями частоты, амплитуды или фазы колебаний. В современных радиоустройствах это чаще всего осуществляется также в ламповых схе-

мах или в схемах с применением полупроводниковых приборов.

Следует подчеркнуть, что радиопередающие и радиоприемные устройства — не просто сумма отдельных рассмотренных ранее узлов. Как и при образовании контура из катушки и конденсатора или усилителя из контура и лампы, новое устройство приобретает новые качественные особенности. Их необходимо знать, чтобы понять, для чего нужны его отдельные элементы и что представляет собой законченное радиоустройство, способное выполнять самостоятельные задачи.

В радиоустройствах, служащих для обнаружения самолетов и кораблей, для управления различными агрегатами на расстоянии, в вычислительных машинах и бесконечном множестве других специальных приборов, используемых в самых различных отраслях науки и техники, применяются многообразные импульсные схемы, важнейшие из которых будут рассмотрены в этой книге.

Знание принципов построения и работы антенн, радиопередающих, радиоприемных и импульсных устройств необходимо для уяснения сущности новых, чрезвычайно важных отраслей радиотехники, таких как телевидение, радиолокация, телеуправление и др.

Из этого краткого очерка видно, что радиотехника является стройной и логичной наукой. Все в ней взаимосвязано и вытекает одно из другого. Поэтому мы рекомендуем читателю при изучении курса придерживаться последовательности изложения, выдержанной в книге.

Глава вторая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2.1. СИНУСОИДАЛЬНО ИЗМЕНЯЮЩИЕСЯ ВЕЛИЧИНЫ И ИХ ВЕКТОРНОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ

В цепях радиотехнических устройств протекают как постоянные, так и переменные токи. Переменным называют ток, значение и направление которого изменяются во времени. Законы изменения тока во времени могут быть самыми разнообразными. Однако чаще всего приходится иметь дело с переменным током, изменяющимся во времени по синусоидальному закону (его называют также гармоническим):

$$i = I_m \sin \omega t, \qquad (2.1)$$

где i — мгновенное значение тока; I_m — амплитуда, т. е. максимальное значение тока; ω — круговая (или угловая) частота.

Любую синусоидально изменяющуюся во времени величину можно представить как проекцию на вертикальную ось некоторого вращающегося вектора (рис. 2.1). За один оборот вектора синусоидально изменяющаяся величина дважды достигает максимального (амплитудного) значения. Это происходит, когда вектор совпадает с вертикальной осью и его проекция оказывается равной длине вектора. Круговая частота вращения вектора ω является круговой частотой синусоидально изменяющейся величины. Она измеряется углом поворота вектора за секунду (обычно в рад/с). Угол поворота вектора относительно горизонтальной оси называется фазой.

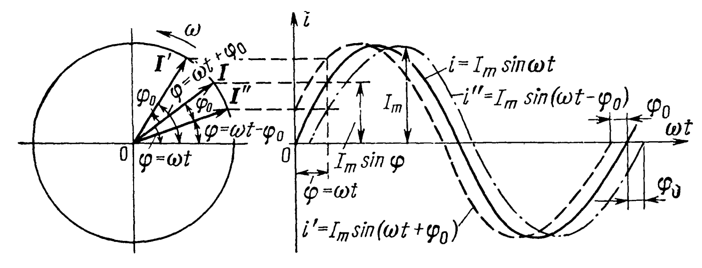


Рис. 2.1. Представление синусоидально изменяющейся величины как проекции вращающегося вектора

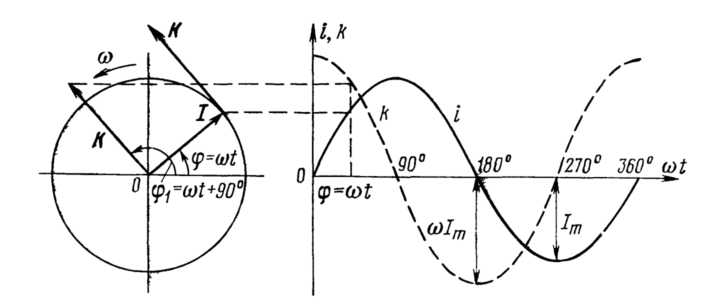


Рис. 2.2. Синусоидально изменяющаяся величина и закон изменения ее скорости

Время полного оборота вектора вокруг своей оси соответствует периоду T синусоидально изменяющейся величины. Величина, обратная периоду, показывает, сколько оборотов совершает вектор за 1 с. Она называется частотой и измеряется в герцах:

$$f = 1/T = \omega/2\pi. \qquad (2.2)$$

При частоте 1 Гц вектор совершает полный оборот за 1 с. В том случае, когда в начальный момент времени вращающийся вектор $\mathbf{I}'$ находится под углом φ_0 к горизонтальной оси, синусоидально изменяющаяся величина имеет начальную фазу φ_0. При этом синусоида с начальной фазой φ_0 оказывается сдвинутой относительно синусоиды с нулевой начальной фазой в сторону меньших значений времени (штриховая кривая на рис. 2.1), т. е. опережает ее на угол φ_0. Уравнение такой синусоидально изменяющейся величины имеет вид

$$i' = I_m \sin(\omega t + \varphi_0). \qquad (2.3)$$

Проекция третьего вектора $\mathbf{I}''$, вращающегося с той же скоростью и расположенного по другую сторону от вектора $\mathbf{I}$, представляет собой синусоидально изменяющуюся величину, отстающую от первой на угол φ_0 (штрихпунктирная кривая на рис. 2.1). Ее уравнение имеет вид

$$i'' = \mathbf{I}_m \sin(\omega t - \varphi_0). \qquad (2.3a)$$

Многие величины в радиотехнике пропорциональны скоростям изменения той или иной синусоидальной величины. Частота вращающегося вектора $\mathbf{I}$ представляет собой вектор $\mathbf{K}$, направленный по касательной к окружности, описываемой вектором $\mathbf{I}$ (рис. 2.2). Для удобства изобразим вектор $\mathbf{K}$ выходящим из начала координат (это можно сделать, так как проекция вектора на вертикальную ось при этом не изменится). Легко видеть, что он опережает вектор $\mathbf{I}$ на 90°.

За один период T конец вектора опишет окружность длиной в $2\pi\mathbf{I}$, следовательно, скорость движения конца вектора $\mathbf{I}$ по окружности

$$v = \frac{2\pi}{T}\mathbf{I}.$$

Величина $2\pi/T$ является угловой скоростью вращения вектора $\mathbf{I}$, поэтому

$$\mathbf{K} = \omega\mathbf{I}. \qquad (2.4)$$

Проектируя этот вектор на вертикальную ось, получим скорость изменения синусоидально изменяющейся величины, которая также изменяется синусоидально, опережая изменение самой величины на 90°.

Из построения суммарной кривой двух синусоид, имеющих одинаковую частоту, но разные амплитуды и фазы (рис. 2.3), видно, что результирующая кривая является синусоидой той же частоты. Она может быть получена как проекция вектора $\mathbf{C}$, являющегося суммой векторов $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$, проекциями которых служат суммируемые синусоиды. Вектор $\mathbf{C}$ строится как диагональ параллелограмма, построенного на векторах $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$.

Рассмотренное свойство проекции вращающихся векторов позволяет находить результат сложения синусоидальных величин путем геометрического суммирования соответствующих им векторов. Рисунок с изображением мгновенных положений векторов наглядно характеризует амплитудные и фазовые соотношения в цепи и называется векторной диаграммой.

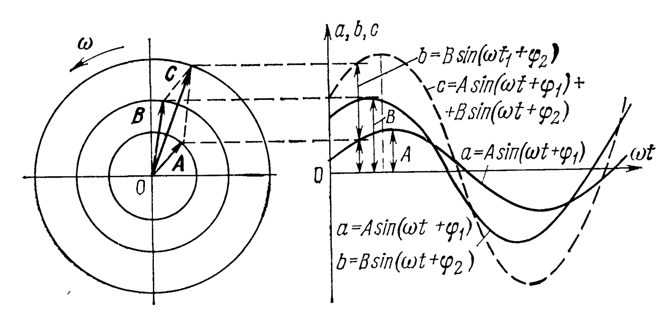


Рис. 2.3. Суммирование двух синусоидально изменяющихся величин

2.2. ОСНОВНЫЕ ДЕТАЛИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И ПРОХОЖДЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧЕРЕЗ НИХ

Радиотехнические цепи составляются в основном из катушек индуктивности, резисторов (активных сопротивлений) и конденсаторов. Рассмотрим поведение этих деталей в цепях переменного тока.

Согласно закону электромагнитной индукции всякое изменяющееся магнитное поле создает в охватываемом им проводнике ЭДС, пропорциональную скорости изменения поля. Проводник с током всегда охвачен силовыми линиями магнитного поля, создаваемого током (рис. 2.4, *а*). Изменение тока в

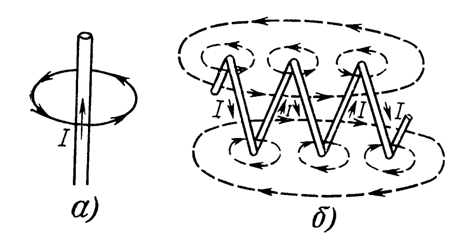


Рис. 2.4. Магнитное поле провода с током:
а — прямолинейного; *б* — провода, свернутого в катушку

проводнике приводит к пропорциональному изменению поля, в результате чего в проводнике наводится ЭДС. Это явление называется с а м о и н д у к ц и е й. Наведенная ЭДС согласно правилу Ленца препятствует возникшим изменениям тока; ее называют ЭДС самоиндукции. Самоиндукция, определяющая противодействие цепи изменениям тока в ней, играет в электрических системах такую же роль, как инерция в механических.

В дальнейшем мы увидим, что часто желательно иметь устройства, обладающие этим свойством в максимальной степени. Нетрудно видеть, что таким устройством может служить катушка, свитая из провода (рис. 2.4, *б*). Каждый участок прямого провода охвачен только полем тока, протекающим по нему. В катушке же провод охватывается суммарным полем всех витков, вследствие чего в ней наводится гораздо большая ЭДС самоиндукции, чем в вытянутом проводе, из которого она свита.

На рис. 2.5 изображены типовые катушки, используемые в радиотехнике. При малой индуктивности их наматывают в один слой на каркасе или жестким проводом без него (рис. 2.5, *а—в*). Для увеличения индуктивности катушки делают многослойными из сотен витков (рис. 2.5, *г*). Если же нужна очень большая индуктивность, то катушки наматывают на ферромагнитных сердечниках (рис. 2.5, *д*). Чтобы иметь возможность изменять индуктивность катушки, сердечник ее делают выдвижным (рис. 2.5, *е*). В больших пределах индуктивность изменяется у вариометров (рис. 2.5, *ж*), состоящих из двух соединенных последовательно катушек — статорной и роторной; при повороте последней общая индуктивность изменяется вследствие изменения взаимной индукции катушек.

Возникновение ЭДС самоиндукции в проводнике, обтекаемом током, создает эффект кажущегося увеличения его сопротивления. Этот эффект прояв-

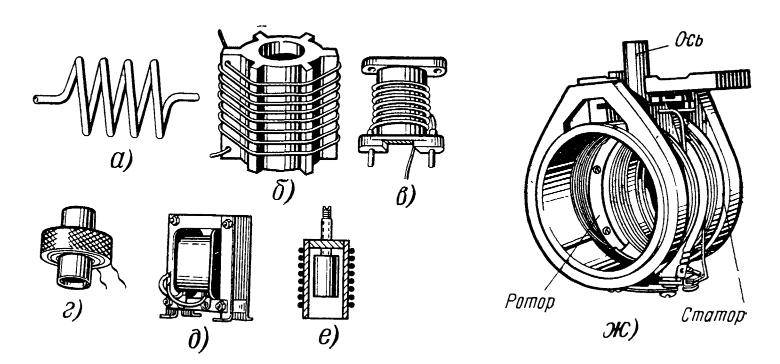


Рис. 2.5. Катушки индуктивности:
а — однослойная бескаркасная; *б* — на керамическом каркасе; *в* — на пластмассовом каркасе; *г* — с многослойной намоткой; *д* — дроссель со стальным сердечником; *е* — с ферритовым сердечником; *ж* — катушка переменной индуктивности (вариометр)

ляется неодинаково по сечению проводника, что легко понять, если представить его состоящим из надетых друг на друга трубчатых слоев (рис. 2.6).

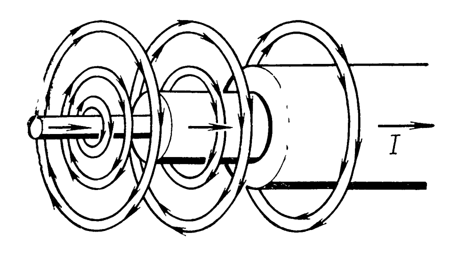


Рис. 2.6. Магнитное поле, окружающее различные слои провода

Слой, расположенный на оси, окружен полем, создаваемым токами всех слоев проводника. Трубчатый слой, расположенный дальше от оси, охватывается только частью магнитного поля (часть его будет проходить внутри трубки). Чем дальше слой от оси, тем меньшая часть магнитного поля будет наводить в нем ЭДС самоиндукции и тем меньше будет его кажущееся сопротивление переменному току.

На высоких частотах (при большой скорости изменения тока) сопротивление внутренних слоев настолько возрастает, что основная доля тока протекает по очень тонкому слою на поверхности проводника. Это явление называют п о в е р х н о с т н ы м э ф ф е к т о м. Для получения малого сопротивления провода на высоких частотах необходимо увеличивать его диаметр, причем провод может быть выполнен в виде трубки. Особое внимание должно уделяться состоянию поверхности проводов, которые часто покрывают тонким слоем серебра, золота или меди для увеличения проводимости.

В ряде случаев, наоборот, желательно иметь элементы с большим активным сопротивлением, называемые р е з и с т о р а м и (рис. 2.7). Их делают из провода с высоким удельным сопротивлением, свиваемого в спираль или наматываемого на керамическом каркасе. Резисторы изготовляют путем нанесения на каркас очень тонкого плохо проводящего слоя специального лака или угля, а также в виде объемных сопротивлений из науглероженных керамических стержней.

Для создания запаса электрической энергии используют устройства, называемые к о н д е н с а т о р а м и (рис. 2.8). Накопление электричества в них основано на том, что противоположные заряды, попадая на близко расположенные проводящие пластины, разделенные диэлектриком, притягивают на пластины дополнительные заряды. Очевидно, что взаимное притяжение зарядов будет тем сильнее, чем меньше расстояние между пластинами, а зарядов разместится тем больше, чем больше площадь пластин. Поэтому конденсаторы изготавливают из свернутых в рулон слоев тонкой металлической фольги, разделенных промасленной бумагой, или в виде набора металлических пластин, разделенных воздушными промежутками (рис. 2.8, *а*), пластинами слюды или другими диэлектриками. Очень тон-

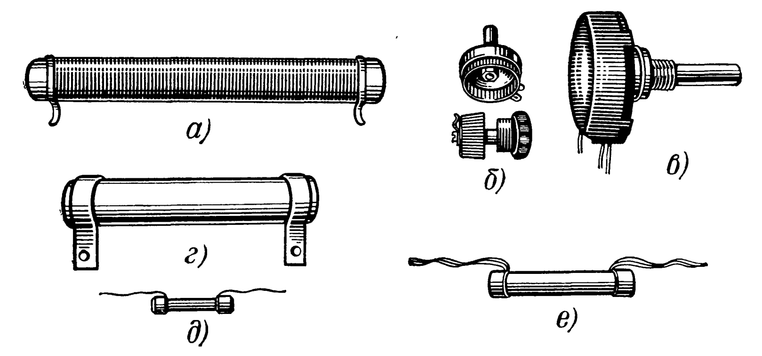


Рис. 2.7. Резисторы:
а — проволочный остеклованный; *б* — проволочный переменного сопротивления; *в* — непроволочный переменного сопротивления; *г* — керамический с углеродистым покрытием; *д* — малогабаритный; *е* — металлизированный

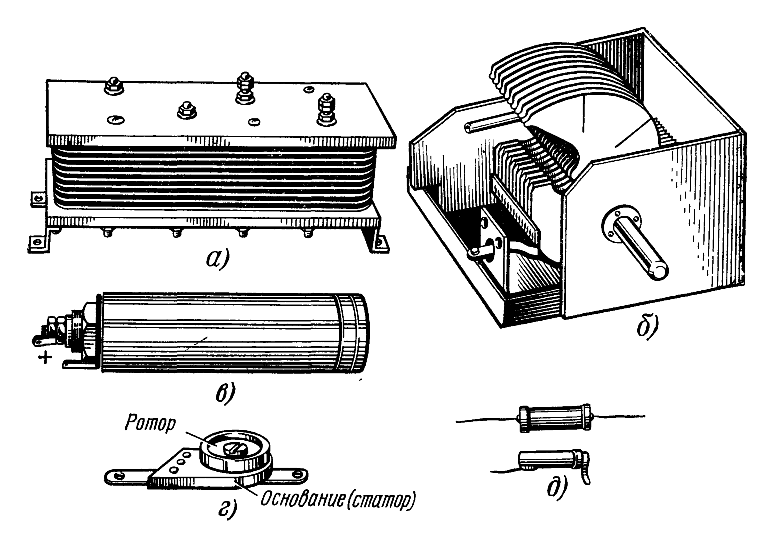


Рис. 2.8. Конденсаторы:
а — воздушный постоянной емкости; *б* — воздушный переменной емкости; *в* — электролитический; *г* — керамический подстроечный (полупеременный); *д* — бумажные герметизированные

кий слой диэлектрика удается получить в электролитических конденсаторах (рис. 2.8,*в*), где он образуется слоем окиси алюминия, создаваемым электролитическим путем на металлической фольге. Иногда тончайший слой металла наносится непосредственно на покрытую лаком бумагу, свернутую в рулон и помещенную в керамическую или металлическую трубку (рис. 2.8,*д*). Конденсаторы малой емкости часто выполняют путем нанесения проводящих покрытий на разные стороны керамических пластин или трубок. Конденсаторы переменной емкости (рис. 2.8,*б*) состоят из системы неподвижных пластин (статора) и подвижных (ротора). При повороте ротора изменяется площадь пластин, где накапливаются заряды под действием взаимного притяжения. В тех случаях, когда регулировку емкости производят редко, ось ротора не выво-

дится на ручку, а оканчивается шлицем (рис. 2.8,г). Такие конденсаторы называют подстроечными.

Рассмотрим особенности прохождения переменного тока через конденсатор. Напряжение на конденсаторе (в вольтах) $u_C = q/C$, где q — заряд на обкладках конденсатора (в кулонах), а C — емкость конденсатора (в фарадах). Если напряжение изменяется за время Δt* на величину Δu_C, то это вызывает изменение заряда конденсатора на $\Delta q = C\Delta u_C$.

Разделим правую и левую части этого равенства на Δt:

$$\frac{\Delta q}{\Delta t} = C\frac{\Delta u_C}{\Delta t}.$$

Левая часть представляет собой среднее значение тока в цепи конденсатора за время Δt, а отношение $\Delta u_C/\Delta t$— среднюю скорость изменения напряжения на нем. Следовательно, ток, проходящий в цепи конденсатора при изменении напряжения на нем, равен произведению емкости конденсатора на скорость изменения напряжения.

Если напряжение изменяется по синусоидальному закону, т. е. $u_C = U_{m\,C} \sin \omega t$, то на основании общих свойств вектора скорости синусоидально изменяющийся величины, рассмотренных выше, ток изменяется также по синусоидальному закону и опережает напряжение по фазе на 90°:

$$i_C = C\frac{\Delta u_C}{\Delta t} = \omega C U_{mC} \sin(\omega t + 90°). \tag{2.5}$$

Объясним причину появления сдвига фаз между током и напряжением. Если в начальный момент времени напряжение на конденсаторе u_C максимально, то, следовательно, он полностью заряжен и зарядный ток i_C равен нулю. Сначала напряжение на конденсаторе уменьшается медленно (т. е. он медленно разряжается), разрядный ток мал. Постепенно скорость уменьшения напряжения на конденсаторе увеличивается, и ток возрастает. Он достигает максимума, когда напряжение становится равным нулю. Затем конденсатор перезаряжается, причем зарядный ток по тем же причинам опережает по фазе напряжение на 90° (рис. 2.9).

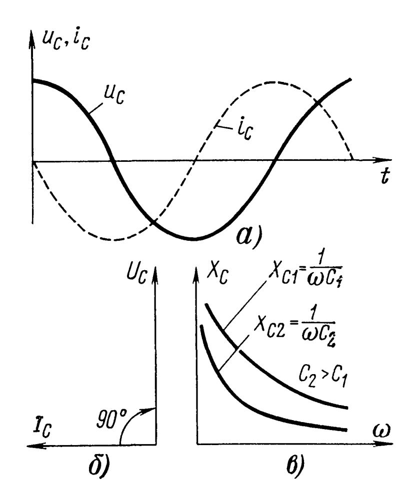


Рис. 2.9. Прохождение переменного тока через конденсатор:
а — законы изменения напряжения на конденсаторе и тока в его цепи; *б* — векторная диаграмма; *в* — зависимости реактивных сопротивлений конденсаторов разной емкости от частоты переменной ЭДС

Отставание напряжения от тока, проходящего через конденсатор, является отражением свойства конденсаторов препятствовать изменениям напряжения на них. Таким образом, конденсаторы являются инерционными элементами по отношению к напряжению.

Из выражения (2.5) видно, что амплитуда тока

$$I_{mC} = U_{mC}\,\omega C. \tag{2.6}$$

Отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока представляет собой **кажущееся сопротивление конденсатора** переменному току. Как же понимать сопротивление конденсатора переменному току, если изолятор между его обкладками не пропускает электронов? При воздействии на конденсатор переменного напряжения происходят последовательно друг за другом процессы заряда и разряда его пластин, а в цепи конденсатора проходит переменный ток так, как будто конденсатор пропускает его, представляя для него некоторое конечное сопротивление. Во время заряда энергия запасается конденсатором в виде энергии электрического поля между его обкладками, а при разряде

* Здесь и далее греческой буквой Δ (дельта) обозначаются малые разности (изменения) или, как говорят, «приращения» той величины, которая стоит за этим знаком. Так, $\Delta t = t_2 - t_1$, где t_1 и t_2 — два близких момента времени

конденсатор отдает запасенную энергию снова в цепь. В целом за период идеальный конденсатор не поглощает энергии, и сопротивление конденсатора в отличие от сопротивления провода не приводит к потерям электрической энергии на нагрев. Поэтому сопротивление провода называют **активным**, а сопротивление конденсатора — кажущимся или **реактивным**.

Сопротивление конденсатора переменному току

$$X_C = U_{mC}/I_{mC} = 1/\omega C. \qquad (2.7)$$

Эта зависимость объясняется следующим образом. При неизменной амплитуде напряжения ток в цепи конденсатора тем больше, чем больше емкость конденсатора, так как при этом для повышения напряжения на конденсаторе нужно накопить на его обкладках больший заряд. При данном напряжении и емкости конденсатора ток будет тем больше, чем выше частота (при более высокой частоте перезаряд конденсатора происходит за более короткий промежуток времени). Увеличение тока в подводящей цепи указывает на уменьшение реактивного сопротивления конденсатора (рис. 2.9).

В известном смысле противоположным образом ведет себя в цепи переменного тока катушка. Если через нее проходит переменный ток $i_L = I_{mL}\sin\omega t$, то в ней наводится ЭДС самоиндукции, пропорциональная скорости изменения тока:

$$e_L = -L\frac{\Delta i_L}{\Delta t}, \qquad (2.8)$$

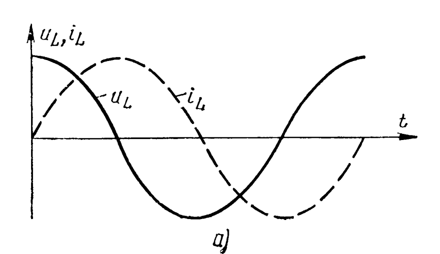
где L — индуктивность катушки (в генри). Знак минус в этой формуле учитывает, что ЭДС препятствует изменению тока, т. е. при увеличении тока ($\Delta i_L > 0$) она направлена навстречу ему, а при уменьшении тока ($\Delta i_L < 0$) имеет то же направление и стремится поддержать его прежнее значение.

Поскольку $\Delta i_L/\Delta t$ представляет собой скорость изменения тока, а ток изменяется по синусоидальному закону $i_L = I_{mL}\sin\omega t$, то ЭДС самоиндукции также изменяется по синусоидальному закону, причем вектор скорости опережает вектор тока по фазе на 90°: $e_L = -\omega L I_{mL}\sin(\omega t + 90°)$. Для преодоления этой ЭДС необходимо, чтобы к катушке было приложено напряжение

$$u_L = -e_L = \omega L I_{mL}\sin(\omega t + 90°), \qquad (2.9)$$

опережающее ток на 90°. Следовательно, под действием синусоидального напряжения через катушку проходит ток, отстающий от напряжения по фазе на 90°. Когда ток достигает максимума, скорость его изменения, как видно из графиков синусоидальной функции, равна нулю, и поэтому напряжение также равно нулю. По мере уменьшения тока скорость его изменения увеличивается и достигает максимума при переходе через нуль. Этому же закону следует и ЭДС самоиндукции. В результате ток и напряжение оказываются сдвинутыми, как и в цепи конденсатора, на 90°, но в противоположную сторону (рис. 2.10). Отставание тока в цепи с индуктивностью объясняется тем, что последняя характеризует инерционность цепи — способность препятствовать изменению тока в ней.

Отношение амплитуд напряжения и тока определяет кажущееся сопротивление катушки. Оно тоже имеет реактивный характер, так как в идеальной катушке не происходит преобразования электрической энергии в тепловую.



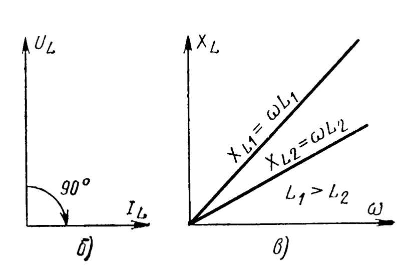


Рис. 2.10. Прохождение переменного тока через катушку индуктивности:
а — законы изменения тока и напряжения в цепи катушки индуктивности; *б* — векторная диаграмма; *в* — зависимости сопротивлений катушек разной индуктивности от частоты переменной ЭДС

Часть периода (когда ток нарастает) катушка запасает энергию в магнитном поле. Об этом можно судить хотя бы по тому, что катушка оказывается способной втягивать в себя тела, выполненные из магнитных материалов, производя при этом работу. Затем, когда ток убывает, катушка отдает запасенную энергию в цепь (при этом ЭДС самоиндукции стремится воспрепятствовать уменьшению тока в катушке). Сопротивление катушки индуктивности переменному току

$$X_L = U_{mL}/I_{mL} = \omega L. \qquad (2.10)$$

Эту зависимость можно объяснить так: чем выше частота, тем больше скорость изменения тока и, следовательно, больше ЭДС самоиндукции и кажущееся сопротивление переменному току.

При прохождении переменного тока через реактивное сопротивление фаза напряжения на нем сдвинута по отношению к фазе тока. На векторной диаграмме это отражается расположением векторов под углом 90° относительно друг друга. Если в результате той или иной операции вектор **A** поворачивается на 90° (рис. 2.11), то этот поворот

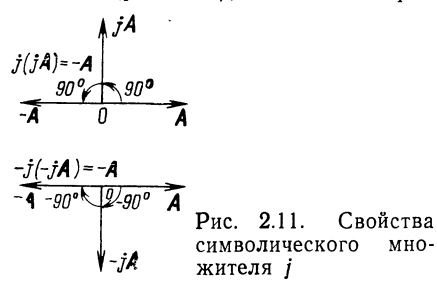


Рис. 2.11. Свойства символического множителя j

в дальнейшем мы будем отмечать с помощью символического множителя $+j$ (при повороте вектора на 90° против часовой стрелки) или $-j$ (при повороте вектора на 90° по часовой стрелке). Если в результате новой операции вектор поворачивается еще на 90° в ту же сторону, то его новое направление будет противоположно первоначальному. Операцию второго поворота мы также должны обозначить множителем $\pm j$, и, следовательно, новый вектор

$$\pm j(\pm j\,\mathbf{A}) = j^2\mathbf{A} = -\mathbf{A}, \qquad (2.11)$$

откуда вытекает основное свойство символического множителя

$$j^2 = -1. \qquad (2.12)$$

Как конденсаторы, так и катушки индуктивности состоят из проводников, обладающих некоторым активным сопротивлением, в котором происходит потеря части электрической энергии, т. е. преобразование ее в тепловую. Поэтому конденсаторы и катушки никогда не являются идеальными, чисто реактивными сопротивлениями. Кроме того, в диэлектрике конденсатора часть электрической энергии превращается в тепловую при его перезаряде из-за переориентации молекулярных диполей с изменением направления поля.

Для удобства построения векторной диаграммы конденсатора будем условно считать, что все потери электрической энергии происходят в сопротивлении r_C, включенном последовательно с конденсатором C (рис. 2.12,*а*). Напряжение источника U равно сумме напряжений на элементах внешней цепи. Векторная диаграмма для момента времени, когда вектор тока занимает вертикальное положение, будет иметь вид, показанный на рис. 2.12,*б*. Вектор напряжения на активном сопротивлении $\mathbf{I}r_C$ совпадает по фазе с вектором тока **I**, а вектор напряжения на конденсаторе $-j\mathbf{I}/\omega C$ отстает от вектора тока на 90°.

Вектор напряжения источника **U** равен сумме векторов напряжений $\mathbf{I}r_C$ и $-j\mathbf{I}/\omega C$. Поскольку эти векторы расположены под углом 90° друг к другу, то абсолютная величина вектора **U** рав-

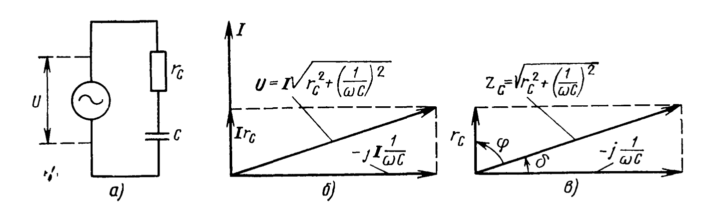


Рис. 2.12. Прохождение переменного тока через реальный конденсатор:

а — схема; *б* — векторная диаграмма тока и напряжений в цепи; *в* — диаграмма сопротивлений

на гипотенузе прямоугольного треугольника:

$$U=\sqrt{(Ir_C)^2+\left(I\frac{1}{\omega C}\right)^2}=$$

$$=I\sqrt{r_C^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Если все напряжения разделить на их общий множитель I, то вместо векторной диаграммы напряжений получим диаграмму сопротивлений (рис. 2.12,*в*). Она показывает, что в том случае, когда в цепь входят активное и реактивное сопротивления, полное сопротивление цепи следует находить как геометрическую сумму активной и реактивной составляющих, сдвинутых относительно друг друга на 90°. Такое сопротивление принято называть комплексным.

Отсюда следует, в частности, что активная и реактивная составляющие никогда не могут взаимно уничтожаться, а комплексное сопротивление Z может быть равно нулю только в том случае, когда равны нулю обе его составляющие. В рассмотренном случае

$$Z_C=r_C-j\frac{1}{\omega C}=r_C-jX_C.$$

Абсолютная величина комплексного сопротивления, называемая также его модулем:

$$z_C=\sqrt{r_C^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}=\sqrt{r_C^2+X_C^2}. \quad (2.13)$$

Отношение сопротивления потерь к реактивному сопротивлению конденсатора характеризуется углом δ, тангенс которого

$$\operatorname{tg}\delta=r_C/X_C. \quad (2.14)$$

Угол δ называется углом потерь: он тем больше, чем больше потери в конденсаторе. Значение угла потерь или его тангенса приводится в числе основных данных конденсаторов. Обычно потери в конденсаторе невелики, и тангенс угла потерь весьма мал.

Сопротивление потерь в катушке можно представить в виде активного сопротивления r_L, включенного последовательно с индуктивностью L, лишенной потерь, т. е. имеющей только индуктивное сопротивление (рис. 2.13,*а*). Ток, проходящий по катушке, создает напряжение на ее индуктивном сопротивлении, опережающее вектор тока на 90°: $U_L=j\omega LI=jIX_L$, а на активном сопротивлении — напряжение, совпадающее по направлению с током: $U_r=Ir_L$.

Вектор напряжения на катушке U опережает вектор тока I на угол φ, который меньше 90° (рис. 2.13,*б*). Разделив напряжения на общий множитель I, получим диаграмму сопротивлений (рис. 2.13,*в*). Полное сопротивление цепи $Z_L=r_L+j\omega L=r_L+jX_L$.

Угол φ тем ближе к 90°, чем больше отношение реактивного сопротивления катушки к сопротивлению ее активных потерь. Это отношение называется добротностью катушки:

$$Q=X_L/r_L. \quad (2.15)$$

Рассмотрение векторных диаграмм цепей, содержащих как активные, так и реактивные сопротивления (рис. 2.12 и 2.13), показывает, что тангенс угла сдвига фаз между напряжением и током в цепи источника питания определяется отношением реактивного сопротивления к активному, а косинус — активного к полному:

$$\operatorname{tg}\varphi=X/r;\quad \cos\varphi=r/Z. \quad (2.16)$$

В дальнейшем нам придется производить различные операции с комплексными величинами, поэтому найдем общие правила их выполнения.

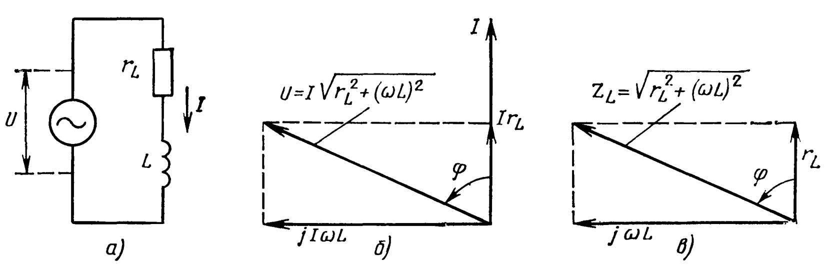


Рис. 2.13. Прохождение переменного тока через реальную индуктивность: *а* — схема; *б* — векторная диаграмма тока и напряжений в цепи; *в* — диаграмма сопротивлений

Суммирование комплексных величин. Поскольку вектор суммы двух векторов равен геометрической сумме их проекций, то

$$(r_1 + j\,x_1) + (r_2 + j\,x_2) = r_1 + r_2 + j\,(x_1 + x_2);$$

отсюда непосредственно видно, что при сложении комплексных сопротивлений нужно сложить отдельно их активные и реактивные составляющие. Следствием векторного характера комплексных величин является также то, что два комплексных сопротивления могут быть равны только в том случае, если отдельно равны их активные и реактивные составляющие.

Определение обратных комплексных величин. Часто необходимо по известному комплексному сопротивлению определить его проводимость

$$Y = 1/Z = 1/(r + j\,x).$$

Воспользуемся для этого свойством символического множителя j, умножив числитель и знаменатель на $r - jx$. Тогда

$$Y = \frac{r - jx}{(r + jx)(r - jx)} = \frac{r}{r^2 + x^2} - j\frac{x}{r^2 + x^2}.$$

Отсюда видно, что проводимость комплексного сопротивления будет также комплексной величиной, активная составляющая которой

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} = \frac{r}{z^2} \qquad (2.17)$$

и реактивная

$$b = -\frac{x}{r^2 + x^2} = -\frac{x}{z^2}. \qquad (2.18)$$

Важно заметить, что знак реактивной составляющей проводимости противоположен знаку реактивной составляющей сопротивления.

Произведение комплексных величин

$$(r_1 + jx_1)(r_2 + jx_2) = r_1 r_2 - x_1 x_2 + j\,(x_1 r_2 + x_2 r_1)$$

также является величиной комплексной с активной составляющей

$$p = r_1 r_2 - x_1 x_2 \qquad (2.19)$$

и реактивной составляющей

$$q = x_1 r_2 + x_2 r_1. \qquad (2.20)$$

Квадрат модуля произведения двух комплексных величин равен сумме квадратов действительной и мнимой частей

$$z^2 = (r_1 r_2 - x_1 x_2)^2 + (x_1 r_2 + x_2 r_1)^2 = r^2_1 r^2_2 - 2x_1 x_2 r_1 r_2 + x^2_1 x^2_2 + x^2_1 r^2_2 + 2x_1 x_2 r_2 r_1 + r^2_1 x^2_2 = r^2_1 (r^2_2 + x^2_2) + x^2_1 (r^2_2 + x^2_2) = (r^2_2 + x^2_2)(r^2_1 + x^2_1). \qquad (2.21)$$

Отсюда следует вывод: модуль произведения комплексных величин равен произведению их модулей.

Частное от деления комплексных величин

$$Z = \frac{r_1 + j\,x_1}{r_2 + j\,x_2}$$

в общем случае также представляет собой комплексную величину, действительную и мнимую части которой можно найти умножением числителя и знаменателя на $r_2 - jx_2$:

$$Z = \frac{(r_1 + j\,x_1)(r_2 - j\,x_2)}{(r_2 + j\,x_2)(r_2 - j\,x_2)} = \frac{r_1 r_2 + x_1 x_2}{r^2_2 + x^2_2} + j\frac{r_2 x_1 - r_1 x_2}{r^2_2 + x^2_2},$$

откуда действительная составляющая

$$r = \frac{r_1 r_2 + x_1 x_2}{r^2_2 + x^2_2} \qquad (2.22)$$

и мнимая

$$x = \frac{r_2 x_1 - r_1 x_2}{r^2_2 + x^2_2}. \qquad (2.23)$$

Квадрат модуля частного

$$z^2 = \frac{1}{(r^2_2 + x^2_2)^2}\left[(r_1 r_2 + x_1 x_2)^2 + (r_2 x_1 - r_1 x_2)^2\right].$$

Величина, стоящая в квадратных скобках, согласно выражению (2.21) равна $(r^2_2 + x^2_2)(r^2_1 + x^2_1)$. Учитывая это, получаем

$$z = \frac{r^2_1 + x^2_1}{r^2_2 + x^2_2}. \qquad (2.24)$$

Следовательно, модуль частного от деления комплексных величин равен частному от деления их модулей.

2.3. МОЩНОСТЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Мощность, выделяемая в цепи переменного тока, непрерывно изменяется. Однако если разбить период переменного тока и напряжения на очень малые интервалы времени, то в течение их можно считать значения тока и напряжения неизменными. Энергия, выделяемая за малый интервал времени Δt, равна произведению средних значений тока и напряжения за этот интервал:

$$\Delta W = i u \Delta t.$$

В общем случае ток и напряжение в цепи могут быть сдвинуты один относительно другого по фазе на некоторый угол φ (рис. 2.14). Если момент перехода напряжения через нуль к положительным значениям принять за начало интервалы времени в течение этого периода *:

$$W = \sum \frac{U_m I_m}{2} \cos\varphi \Delta t - \sum \frac{U_m I_m}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \Delta t. \qquad (2.25)$$

Поскольку в первом слагаемом первые три сомножителя — постоянные величины, а во втором суммирование произведения за период дает нуль (так как косинус одну половину периода имеет положительные, а другую такие же отрицательные значения), то

$$W = \frac{U_m I_m}{2} T \cos\varphi.$$

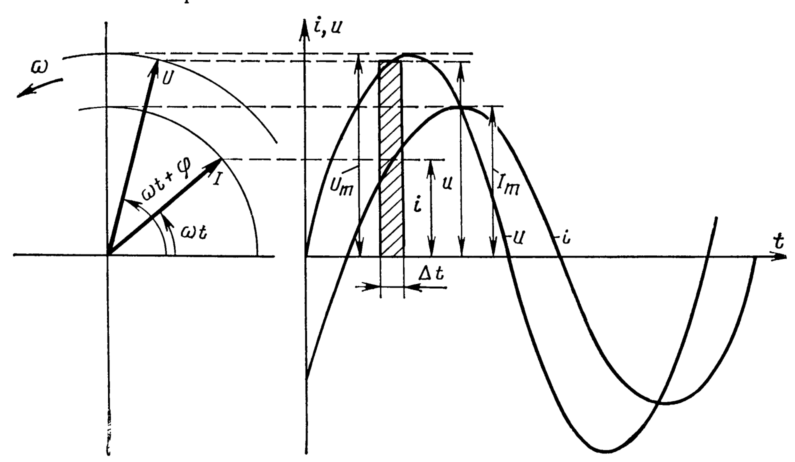


Рис. 2.14. Мощность при сдвиге фаз между током и напряжением на угол φ

отсчета времени, то $u = U_m \sin\omega t$, а $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$.

Энергия, выделяемая в цепи за малый интервал времени Δt, $\Delta W = I_m U_m \sin\omega t \sin(\omega t - \varphi) \Delta t$. Пользуясь тригонометрической формулой $2\sin\alpha \sin\beta = \cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)$, получаем

$$\Delta W = \frac{U_m I_m}{2} \cos\varphi \Delta t - \frac{U_m I_m}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \Delta t.$$

Энергия, выделяемая за полный период переменного тока, является суммой энергий, выделяемых за все малые

Средняя активная мощность переменного тока за период

$$P_a = W/T = \frac{1}{2} U_m I_m \cos\varphi. \qquad (2.26)$$

---

* Здесь и в дальнейшем греческой буквой $\sum$ (сигма) обозначается сумма величин, стоящих за ней. Под этой буквой часто ставится номер (значение индекса) члена суммы, с которого начинается суммирование, а над буквой — номер члена, на котором суммирование заканчивается. Так, например, $\sum_{i=1}^{m} a_i = a_1 + a_2 + \ldots + a_m$. Если все члены суммы содержат общий множитель, то его можно вынести на знак суммы $\sum k a_i = k a_1 + k a_2 + \ldots + k a_m = k \sum a_i$.

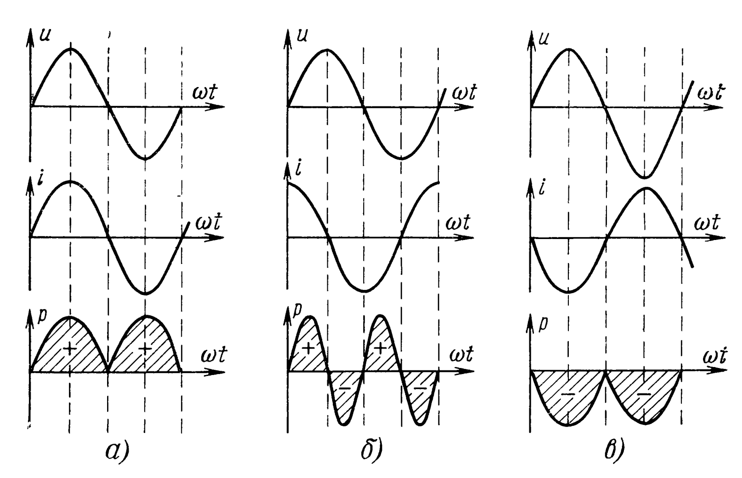


Рис. 2.15. Мощность при различных сдвигах фаз между током и напряжением:
а — $\varphi=0$; *б* — $\varphi=90°$; *в* — $\varphi=180°$

Если ток и напряжение совпадают по фазе, что бывает при прохождении тока через активное сопротивление (рис. 2.15,*а*), то

$$P_а = \frac{1}{2} U_m I_m = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \frac{U_m}{\sqrt{2}}. \qquad (2.27)$$

Это выражение показывает, что в цепи переменного тока выделяется такая же активная мощность, которую выделял бы постоянный ток при его значении и значении напряжения, в $\sqrt{2}$ раз меньших амплитуды переменного тока и напряжения. Эти значения называют действующими (или эффективными) значениями переменного тока I и напряжения U: $I=I_m/\sqrt{2}$; $U=U_m/\sqrt{2}$.

При данных амплитудах тока и напряжения выделяемая мощность будет тем меньше, чем больше угол сдвига фаз между ними. При сдвиге фаз 90° (рис. 2.15,*б*), что соответствует цепям с реактивными элементами — идеальными конденсаторами и катушками без потерь, средняя мощность за период равна нулю, так как они в течение четверти периода запасают энергию, а в следующую четверть периода отдают ее обратно.

Однако условно говорят о реактивной мощности $P_р$, развиваемой источником переменной ЭДС при обмене энергией с реактивной нагрузкой, подразумевая под этим половину произведения амплитудных значений тока и напряжения на нагрузке на синус угла φ между ними: $P_р=\frac{1}{2}I_m U_m \sin\varphi$.

Если учесть, что напряжение на идеальной реактивной нагрузке $U_m=I_m X$, то

$$P_р = \frac{1}{2} I^2_m X, \qquad (2.28)$$

или

$$P_р = \frac{1}{2} \frac{U^2_m}{X}. \qquad (2.29)$$

Из выражения (2.26) следует, что при $\cos\varphi=-1$ (соответствует сдвигу фаз между током и напряжением на некотором элементе цепи $\varphi=180°$) в нем развивается активная мощность с отрицательным знаком. Это означает, что данный элемент в отличие от случая $\varphi=0$ не потребляет, а отдает мощность (рис. 2.15,*в*). Из графиков зависимостей изменений тока и напряжения для данного случая следует, что для такого источника энергии характерно отрицательное дифференциальное сопротивление $R_д=\Delta u/\Delta i$. Действительно, увеличение напряжения сопровождается уменьшением тока, а уменьшение напряжения — увеличением тока.

В радиотехнических устройствах часто через источник синусоидального напряжения протекает сложный по форме ток, который может быть представлен в виде суммы постоянного и переменных токов с частотами, кратными частоте источника напряжения:

$$i = I_0 + I_1 \cos\omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \ldots$$

Возникает вопрос о том, какой энергетический эффект получится в результате взаимодействия этих токов с источником напряжения круговой частоты ω.

Очевидно, что средняя за период мощность взаимодействия постоянного тока с переменным напряжением будет равна нулю. Половину периода она будет положительна — источник затрачивает энергию, а половину отрицательна — источнику будет возвращаться такая же энергия. Несколько сложнее взаимодействие напряжения круговой частоты ω с токами кратных частот $n\omega$.

Для того чтобы найти среднюю мощность за период действия напряжения T, нужно, как и раньше, разбить период на столь малые отрезки времени Δt, в течение которых можно было бы считать ток и напряжение неизменными. Мощность, развиваемая на этом интервале, $p_i = i(t)u(t)$. Чтобы подсчитать среднюю мощность за время T, нужно умножить все p_i на интервалы времени Δt, просуммировать эти произведения и разделить на период T. В рассматриваемом случае это приведет к суммированию произведений вида

$$\sum U_m I_m \cos\omega t \cos n\omega t \Delta t =$$
$$= U_m I_m \Delta t \sum \cos\omega t \cos n\omega t.$$

Нетрудно показать, что все суммы подобного вида равны нулю. На рис. 2.16 изображены напряжение и ток для случая, когда последний имеет вдвое большую частоту, чем напряжение ($n=2$); а также график произведений их мгновенных значений. Из рассмотрения последнего видно, что мгновенная мощность также периодически изменяется во времени и дважды за время T переходит от положительных к таким же отрицательным значениям. Поэтому средняя мощность за время T будет равна нулю. Совершенно очевидно, что то же самое будет наблюдаться и при любом другом сочетании кратных частот.

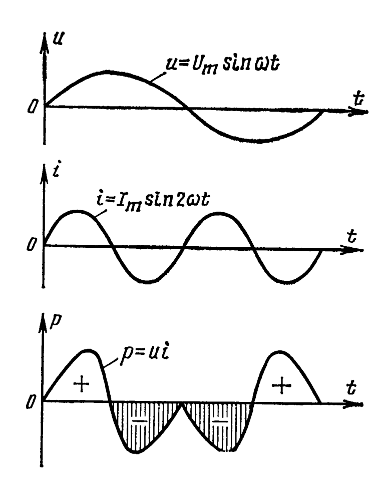


Рис. 2.16. Мощность при кратном отношении частот тока и напряжения

На основании рассмотрения, проведенного в настоящем параграфе, можно сформулировать важный вывод: если в цепи источника переменного напряжения протекают постоянный и переменные токи кратных частот, то энергетическое взаимодействие имеет место только с током, частота которого равна частоте источника напряжения; источник постоянного напряжения дает эффект энергетического взаимодействия только с постоянной составляющей проходящего через него тока.

2.4. УСТАНОВИВШИЕСЯ И ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ, СОДЕРЖАЩИХ КОНДЕНСАТОРЫ И КАТУШКИ

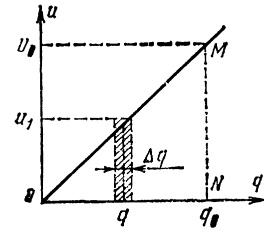
Заряженный конденсатор обладает запасом потенциальной энергии; найдем ее величину. Зависимость напряжения на конденсаторе от заряда на нем (рис. 2.17) имеет линейный характер, поскольку чем больше заряд, тем больше напряжение на конденсаторе: $u = q/C$.

Если в некоторый момент времени на обкладках конденсатора накопился заряд q, то напряжение на нем $u_1 = qC$. Для увеличения заряда на Δq, которое настолько мало, что изменение напряжения на конденсаторе можно не учитывать, необходимо совершить работу $\Delta A = \Delta q u_1$. Эта работа численно равна площади прямоугольника, имеющего стороны Δq и u_1, заштрихованного на рис. 2.17.

Если процесс заряда конденсатора до напряжения U_0 совершать путем добавления малых зарядов, то вся работа, затраченная при этом, $A = \sum\Delta A = \sum\Delta q u$. Она выражается площадью треугольника OMN, которая равна половине произведения его сторон:

$$A = \frac{1}{2} q_0 U_0$$

Рис. 2.17. К расчету энергии, запасаемой в электрическом поле конденсатора



или, так как $q_0 = CU_0$,

$$A = \frac{1}{2} C U_0^2. \quad (2.30)$$

Энергия, запасенная магнитным полем катушки, зависит от проходящего через нее тока. При этом не имеет значения, каким образом нарастал ток в катушке до установившегося значения. Предположим, что ток нарастал по линейному закону (рис. 2.18). В этом слу-

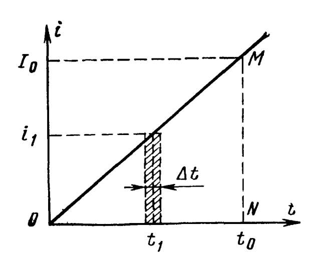


Рис. 2.18. К расчету энергии, запасаемой в магнитном поле катушки

чае работа, затрачиваемая за короткий интервал времени Δt при прохождении через катушку заряда Δq, равна $\Delta A = e_L \Delta q$, где $\Delta q = i_1 \Delta t$, а i_1 — среднее значение тока за малый отрезок времени Δt. Используя (2.8), можно написать $\Delta A = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} i_1 \Delta t$.

Работа, затрачиваемая на увеличение тока в катушке до значения I_0, равна сумме работ, затрачиваемых в отдельные отрезки времени:

$$A = -\sum L i_1 \Delta t \frac{\Delta i}{\Delta t}.$$

Знак минус указывает на то, что при увеличении тока, протекающего через катушку, внешний источник расходует запас своей энергии. В этом выражении можно вынести за знак суммы постоянные множители L и $\Delta i / \Delta t$. Последний множитель постоянен, поскольку скорость изменения тока постоянна, т. е.

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{I_0}{t_0} = \text{const}.$$

Следовательно,

$$A = -L \frac{I_0}{t_0} \sum i_1 \Delta t.$$

Произведение $i_1 \Delta t$, как видно из рис. 2.18, определяется площадью заштрихованного прямоугольника, а $\sum i_1 \Delta t$ — площадью треугольника OMN, равной половине произведения основания треугольника на его высоту:

$$\sum i_1 \Delta t = \frac{I_0 t_0}{2}.$$

Следовательно, источник совершит работу

$$A = -L \frac{I_0}{t_0} \frac{I_0 t_0}{2} = -L \frac{I_0^2}{2}, \quad (2.31)$$

которая пойдет на накопление энергии в магнитном поле катушки.

При изменении напряжения источника, питающего цепь, в которую включен конденсатор, напряжение на нем измениться скачком не может, так как это означало бы изменение запаса энергии конденсатора на конечное значение за бесконечно малый отрезок времени, т. е. получение от источника бесконечно большой мощности, что невозможно. Поэтому конденсатор всегда заряжается или разряжается постепенно, и напряжение на нем спустя лишь некоторое время достигает нового установившегося значения. Нужно заметить, что ток в цепи с конденсатором может изменяться скачком, потому что он не определяет запаса энергии в нем.

Процесс перехода от одного установившегося состояния к другому называется **переходным** или **нестационарным**. Он протекает в цепях, содержащих элементы, запасающие энергию, при изменениях схемы или режима работы источника питания. К таким цепям относятся цепи, содержащие также катушки индуктивности. Только в цепях, состоящих из чисто активных сопротивлений, изменение токов и напряжений может происходить мгновенно.

Переходный процесс длится в течение конечного промежутка времени, пока система переходит из одного устойчивого состояния в другое, соответствующее новым, изменившимся условиям. Длительность переходных процессов характеризует инерционность электриче-

ской системы — ее способность более или менее быстро переходить из одного стационарного состояния в другое. Подобные явления хорошо известны и в других областях физики. Например, при прекращении действия внешнего тягового усилия никакая реальная механическая система мгновенно не останавливается, а постепенно снижает свою скорость до нуля. При подведении тепла никакое тело не изменяет скачком свою температуру, а постепенно повышает ее до определенного установившегося значения. После окончания переходных процессов система приходит в установившееся состояние, которое при данных новых условиях будет сохраняться бесконечно долго (или до тех пор, пока не наступит новое изменение внешних условий).

Рассмотрим процессы заряда и разряда конденсатора с учетом активного сопротивления цепи (сопротивления соединительных проводов, внутреннего сопротивления источника питания или специально включенного резистора). В момент времени t_0 ключ K замыкается, и в цепи начинает проходить ток заряда конденсатора (рис. 2.19). В первый мо-

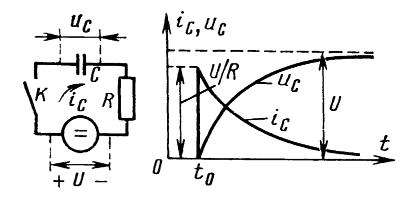


Рис. 2.19. Ток и напряжение при заряде конденсатора от источника постоянного тока через активное сопротивление

мент на пластинах конденсатора нет зарядов, поэтому ничто не противодействует заряду, и ток имеет максимальное значение, которое ограничивается только активным сопротивлением цепи R. В дальнейшем накапливающиеся на пластинах заряды все более и более препятствуют дальнейшему притоку зарядов, ток уменьшается и полностью прекращается, когда напряжение на пластинах сравнивается с напряжением источника.

Процесс установления напряжения на конденсаторе длится тем дольше, чем меньше зарядный ток, т. е. чем больше сопротивление цепи. Очевидно также, что процесс должен длиться тем дольше, чем больше емкость конденсатора, потому что тем больший заряд нужно накопить на обкладках, чтобы поднять напряжение на нем до напряжения источника. Поэтому длительность переходного процесса пропорциональна произведению

$$RC = \tau, \qquad (2.32)$$

которое носит название **постоянной времени** цепи. Нетрудно убедиться, что она имеет размерность времени

$$[R] = \frac{[U]}{[I]} = \frac{[U]\,[t]}{[q]}; \quad [C] = \frac{[q]}{[U]}.$$

Следовательно,

$$[RC] = \frac{[U]\,[t]\,[q]}{[q]\,[U]} = [t].$$

За время $t=\tau$ от начала процесса напряжение на конденсаторе достигает 63% от напряжения источника, за время $t=2\tau$ оно возрастает до 87%, а за время $t=3\tau$ приближается к 95%. Следовательно, за время $t=3\tau$ переходный процесс практически заканчивается.

Закон изменения тока и напряжения в цепи, изображенный на рис. 2.19 и характеризующийся быстрыми изменениями вначале, сменяющимися затем все более и более медленными изменениями, называется **экспоненциальным**. Математически он выражается в следующей форме:

$$\left.\begin{aligned} i &= I_0\, e^{-t/\tau};\\ u_C &= U_0\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (2.33)$$

где $e=2{,}7$ — основание натуральных логарифмов, а $I_0=U_0/R$. Этот закон характерен для подавляющего большинства встречающихся в природе переходных процессов. Отличие состоит в значении постоянной времени.

Если конденсатор C, заряженный до напряжения U_0, разряжать через

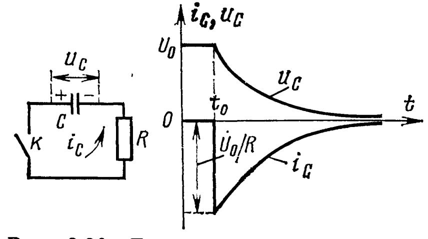


Рис. 2.20. Ток и напряжение при разряде конденсатора через активное сопротивление

активное сопротивление R (рис. 2.20), то в начальный момент t_0 разрядный ток будет максимальным, а затем по мере разряда напряжение на нем будет падать, и разрядный ток уменьшится. Разряд будет тем дольше, чем меньше разрядный ток, т. е. больше сопротивление в цепи и заряд, накопленный в конденсаторе, и больше его емкость. Следовательно, длительность разряда пропорциональна произведению RC. Отсюда можно заключить, что постоянная времени не зависит от характера процесса — будет ли он приводить к накоплению или к расходу энергии, а определяется только электрическими параметрами цепи.

Катушки также являются накопителями энергии, сосредоточиваемой в их магнитном поле, которое пропорционально протекающему через них току. Из этого можно заключить, что ток в цепи с индуктивностью не может изменяться скачком, и если возникнут условия для его изменения, то оно будет постепенным, т. е. переход к новому состоянию будет иметь некоторую конечную длительность.

Если подключить катушку к источнику постоянного напряжения U через активное сопротивление R (рис. 2.21),

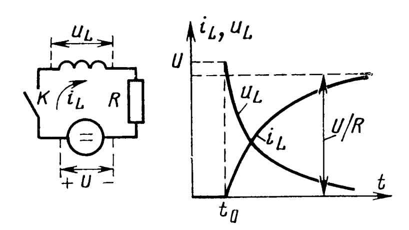


Рис. 2.21. Ток и напряжение при подключении к источнику постоянного тока катушки индуктивности через активное сопротивление

то в соответствии со сформулированным выше общим положением ток в момент включения в катушке будет равен нулю. Это возможно, если ЭДС самоиндукции равна и противоположна напряжению источника. Постепенно ток будет нарастать и в установившемся режиме

$$I_{уст} = U/R. \tag{2.34}$$

Наоборот, ЭДС самоиндукции будет убывать и станет равной нулю в конце переходного процесса, когда через катушку потечет постоянный ток.

Очевидно, что переходный процесс будет тем длительнее, чем больше энергии должно накопиться катушкой в установившемся режиме, энергия же будет тем больше, чем больше индуктивность и чем больше ток в установившемся режиме, который обратно пропорционален сопротивлению цепи. Отсюда можно заключить, что для данной цепи постоянная времени

$$\tau = L/R. \tag{2.35}$$

Легко убедиться, что это отношение имеет размерность времени

$$[\tau] = \frac{[L]}{[R]} = \frac{\left[\frac{U}{I}\right]}{\left[\frac{U}{I}\right]} = [t].$$

Рассмотрим теперь обратный процесс — замыкание катушки с током на активное сопротивление. Предположим, что сначала катушка была подключена к источнику и через нее протекал некоторый постоянный ток (рис. 2.22). В

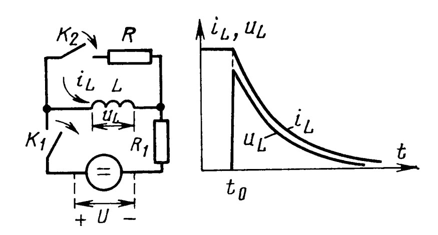


Рис. 2.22. Ток и напряжение при замыкании катушки с током через активное сопротивление

момент размыкания ключа K_1 замыкается ключ K_2, и ток в цепи катушки начинает уменьшаться. Вследствие этого появляется большая ЭДС самоиндукции, стремящаяся поддержать уменьшающийся ток, и энергия, запасенная магнитным полем катушки, превращается в энергию электрического тока, протекающего в цепи катушки через сопротивление R.

Очевидно, что длительность переходного процесса будет тем больше, чем больше запас энергии магнитного поля катушки, т. е. чем больше ее индуктивность. Скорость изменения (в данном случае уменьшения тока) будет тем меньше, чем больше сопротивление цепи разряда. Поэтому постоянная времени цепи и в этом случае будет $\tau = L/R$.

2.5. НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ И ИХ СПЕКТРЫ

Выше были описаны особенности прохождения синусоидальных токов через основные элементы электрических цепей, через провода, катушки и конденсаторы. Но синусоидальные токи являются лишь одним из частных случаев переменных токов, которые используются в радиотехнических устройствах. Некоторые примеры подобных токов изображены на рис. 2.23. На первый взгляд

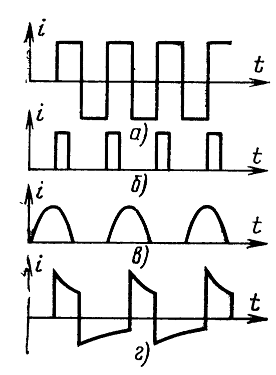


Рис. 2.23. Примеры периодических несинусоидальных токов:
а—в — симметричные токи; *г* — несимметричный ток

это ставит непреодолимые трудности на пути изучения явлений в радиотехнических цепях, потому что законы прохождения каждого из этих токов через те же элементы цепей различны. Как же быть в таких случаях?

Выход из положения подсказали математики: они доказали, что большинство встречающихся на практике периодических токов с периодом T можно представить в виде бесконечной суммы постоянного тока и синусоидальных (гармонических) токов с разными амплитудами, частотами и начальными фазами:

$$i(t) = I_0 + I_{m1}\cos\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi_1\right) + I_{m2}\cos\left(2\frac{2\pi}{T}t + \varphi_2\right) + I_{m3}\cos\left(3\frac{2\pi}{T}t + \varphi_3\right) + \ldots \quad (2.36)$$

Постоянная составляющая тока I_0 представляет собой среднее значение тока за период. Если ток состоит из двух одинаковых импульсов противоположного направления (рис. 2.23,*а*), то $I_0=0$.

Легко заметить, что частоты синусоидальных токов в выражении (2.36) отличаются в целое число раз. Синусоидальную составляющую с наименьшей круговой частотой $\omega=2\pi/T$ называют п е р в о й или о с н о в н о й г а р м о н и к о й, составляющую с удвоенной частотой $2\omega=2\cdot 2\pi/T$ — в т о р о й г а р м о н и к о й и т. д. Все гармоники, начиная со второй, называют в ы с ш и м и.

Вы можете спросить: неужели представление несинусоидального тока в виде такой суммы пусть даже гармонических токов облегчает решение задачи — ведь сумма-то бесконечная? Однако математики, нашедшие несложный способ вычисления амплитуд гармонических составляющих, показали, что последние убывают (хотя иногда и не монотонно) с ростом номера гармоники (рис. 2.24), поэтому практически всегда необходимо учитывать только конечное число гармоник. Это существенно упрощает дело, поскольку свойства постоянного и синусоидальных токов хорошо известны.

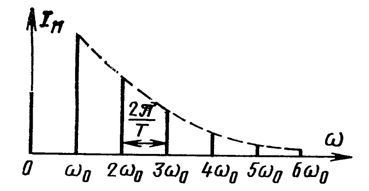


Рис. 2.24. Спектральное представление периодического несинусоидального тока

Ну, а в какой мере данные математические представления соответствуют физической реальности и можно ли их использовать в инженерной практике? Чтобы ответить на этот вопрос, проделаем следующий опыт: в цепь источника несинусоидального периодического тока (ИНТ) включим перестраиваемый колебательный контур с измерительным прибором $I_к$ (рис. 2.25,*а*). При перестройке контура ток в нем появляется только на частотах ω, 2ω, 3ω и т. д., и амплитуда этих токов с ростом частоты будет изменяться в соответствии с расчетными значениями (рис. 2.25, *б*).

Можно несколько усовершенствовать эксперимент, чтобы убедиться в одновременном существовании гармоник, включив в цепь ИНТ измеритель-

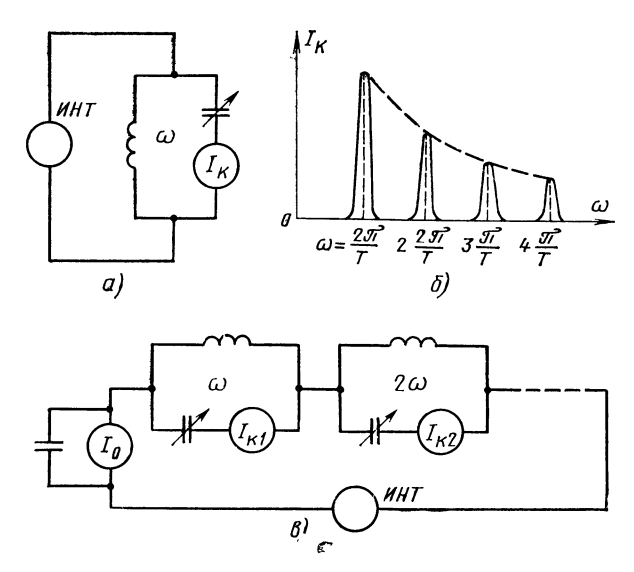


Рис. 2.25. Анализ спектра несинусоидального периодического тока

ный прибор постоянного тока и множество контуров, настроенных на частоты ω, 2ω, 3ω и т. д. (рис. 2.25,*в*). Результат будет тот же.

Проведенное рассмотрение позволяет заключить, что несинусоидальные периодические токи образуются набором, или, как принято говорить, спектром синусоидальных токов кратных частот. Практическая ширина и состав спектра зависят от периода и формы тока. Например, если на графике несинусоидального тока можно найти точку, относительно которой все значения тока справа будут равны значениям тока слева в равноудаленных точках (такие формы называют симметричными, к ним относятся токи на рис. 2.23, *а—в*), то все начальные фазовые углы в выражении (2.36) будут равны нулю или 180°, и ток

$$i(t) = I_0 \pm I_{m1}\cos\omega t \pm I_{m2}\cos 2\omega t \pm \pm I_{m3}\cos 3\omega t \pm \ldots \quad (2.37)$$

Чем ближе форма тока к синусоиде, тем меньше гармоник приходится брать, чтобы, суммируя их, с удовлетворительной точностью воспроизвести форму несинусоидального тока. Гармонические токи изменяются плавно, поэтому очевидно, что для воспроизведения сигналов с резкими изломами необходимо использовать составляющие очень высоких частот, т. е. гармоники с большими номерами.

Сказанное иллюстрируется примерами сложения первых трех составляющих ряда в выражении (2.37) для импульсов, имеющих форму усеченных синусоид (рис. 2.26), и прямоугольных импульсов (рис. 2.27). Нетрудно видеть, что в первом случае суммирование дает гораздо лучшее приближение к истинной форме тока, чем во втором. Для удовлетворительного воспроизведения прямоугольных импульсов необходимо взять гораздо большее число гармонических составляющих. Таким образом, практический спектр прямоугольных импульсов значительно шире практического спектра импульсов в виде усеченных синусоид.

Точный ответ на вопрос о ширине практического спектра дает гармонический анализ; он позволяет рассчитать закон изменения амплитуд высших гармоник и найти значения их начальных фаз. Для большинства используемых токов эти расчеты проведены и отражены в виде спектральных характеристик — зависимостей амплитуд гармоник (рис. 2.28, *а*) и зависимостей их начальных фаз от частоты (номера) гармоники (рис. 2.28, *б*), приводимых в справочной литературе.

Приближенно о полосе частот импульсного сигнала можно судить по его длительности. Очевидно, что в основном форму сигнала должна определять гармоника, половина периода которой равна длительности импульса (рис. 2.29), т. е. $T = 2\tau$, где τ—длительность сигнала. Для получения удовлетворительного воспроизведения формы сигнала к этому

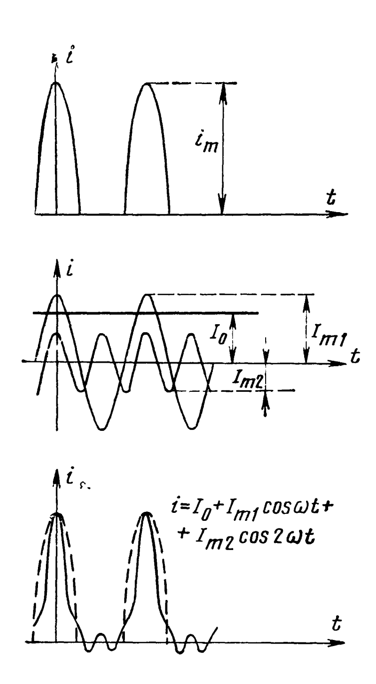


Рис. 2.26. Замена усеченных синусоидальных импульсов тремя первыми составляющими

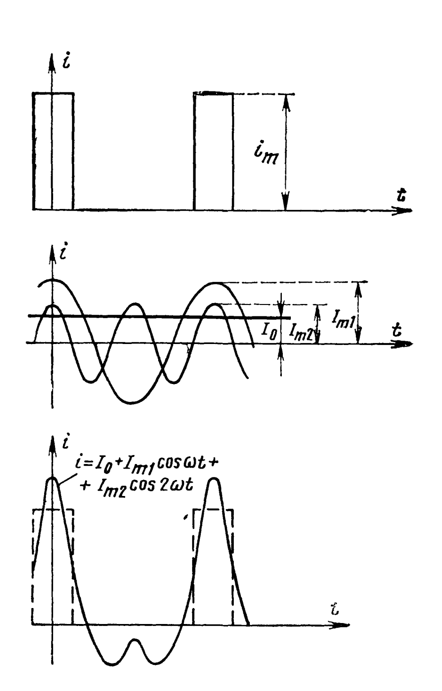
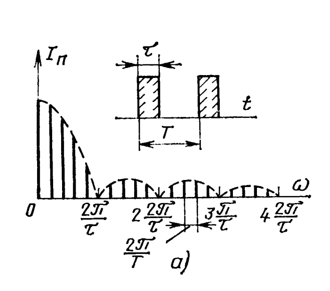


Рис. 2.27. Замена прямоугольных импульсов тремя первыми составляющими



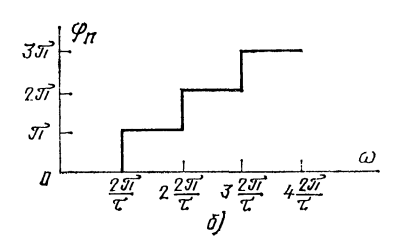


Рис. 2.28. Спектральные характеристики последовательности прямоугольных импульсов:
а — амплитудно-частотная характеристика; *б* — фазочастотная характеристика

колебанию нужно присоединить еще две — четыре гармоники. Поэтому наиболее высокочастотные колебания, которые должны войти в практический спектр и определить его ширину, будут иметь частоту

$$f = 2 \div 4/T = 1 \div 2/\tau. \quad (2.38)$$

Рассмотренный метод гармонического анализа позволяет получить ответы на вопросы, связанные с прохождением несинусоидальных периодических токов через радиотехнические цепи. Но ведь кроме них существуют еще одиночные, непериодические токи, создаваемые грозовыми разрядами, импульсы, возникающие при переключениях в цепях, и др. Как же анализировать их воздействие на аппаратуру? Описанный ранее метод можно распространить и на них, если рассматривать одиночный сигнал как периодический с периодом *T*, стремящимся к бесконечности. Что же будет со спектром такого сигнала? Легко убедиться, что с возрастанием периода разница частот между гармониками уменьшается.

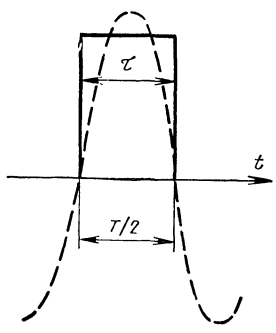


Рис. 2.29. Прямоугольный импульс и наиболее близкое к нему по форме синусоидальное колебание

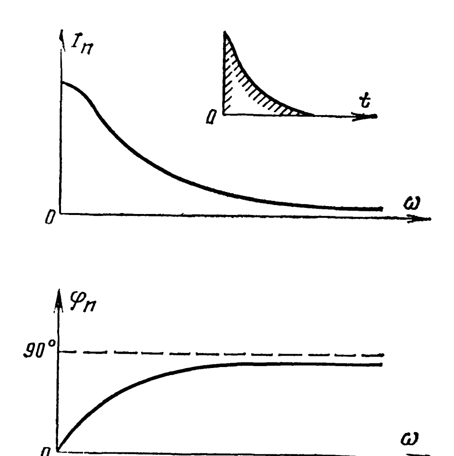


Рис. 2.30. Одиночный импульс и его спектральные характеристики

Действительно, если взять n-ю и $(n+1)$-ю гармоники, то разница их частот $\Delta\omega = (n+1)\omega - n\omega = \omega = 2\pi/T$ стремится к нулю при $T \to \infty$.

Следовательно, линейчатый спектр периодических сигналов превращается в сплошной спектр одиночного (непериодического) сигнала. Это объясняет, например, тот факт, что грозовой разряд слышен в приемниках, настроенных на самые различные частоты. Однако, как и у периодических сигналов, амплитуды составляющих спектра убывают с ростом частоты, поэтому уже в диапазоне ультракоротких волн составляющие грозовых разрядов имеют столь малую интенсивность, что практически не мешает радиоприему. Это является одной из причин перевода местного вещания в УКВ диапазон. На рис. 2.30 приведены типичный одиночный сигнал и его амплитудно-частотная (вверху) и фазочастотная (внизу) спектральные характеристики.

Таким образом, гармонический анализ позволяет свести задачу о прохождении любых сигналов через радиотехнические цепи к рассмотрению прохождения группы синусоидальных сигналов. Поэтому в дальнейшем основное внимание будет уделено выяснению воздействия гармонических напряжений на отдельные цепи и устройства. Это позволит, зная спектральный состав более сложных сигналов, понять и все особенности воздействия их на те или иные устройства.

2.6. СВОБОДНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В КОНТУРЕ

Рассмотрим процессы, происходящие в цепи, составленной из конденсатора и катушки индуктивности (рис. 2.31), в которых не происходит потери энергии. Разомкнув ключ K, замкнем ключ K_1 и зарядим конденсатор от источника постоянного тока. Затем разомкнем ключ K_1 и замкнем ключ K. Конденсатор начнет разряжаться через катушку. Поскольку до этого в катушке индуктивности тока не было, то вследствие действия ЭДС самоиндукции ток i_L увеличивается постепенно от нулевого значения, а напряжение на конденсаторе u_C уменьшается. При этом запас энергии электрического поля конденсатора уменьшается, а запас энергии магнитного поля катушки увеличивается.

Когда напряжение на конденсаторе упадет до нуля, вся энергия электрического поля конденсатора перейдет в энергию магнитного поля катушки, которая достигнет максимума. Одновременно ток, проходящий через катушку, также достигнет максимального значения. Так как ток в катушке не может прекратиться скачком, то он спадает постепенно, сохраняя прежнее направление, и перезаряжает при этом конденсатор, т. е. заряжает его пластины зарядами противоположного знака по сравнению с теми, которые были на них до

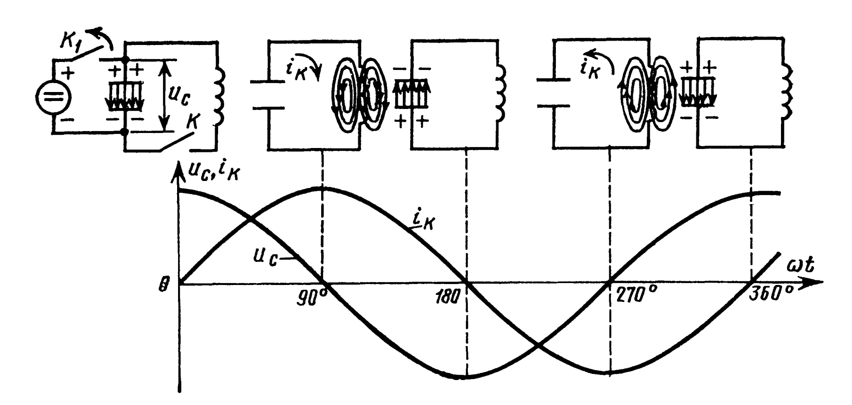


Рис. 2.31. Свободные колебания в контуре

этого. Когда же ток спадет до нуля, вся энергия магнитного поля катушки перейдет в энергию электрического поля конденсатора и напряжение на конденсаторе станет таким же, каким оно было в начале процесса, но с обратным знаком. Затем процесс повторится, но разряд уже будет проходить в противоположном направлении.

Таким образом, в цепи происходят незатухающие электрические колебания с поочередным переходом энергии электрического поля конденсатора в энергию магнитного поля катушки и обратно. Поэтому цепь, состоящую из конденсатора и катушки, называют **колебательным контуром**. Так как потерь в идеальном контуре нет, то этот процесс продолжается бесконечно. Аналогичные явления можно наблюдать в механических колебательных системах, например при колебаниях идеального маятника, в котором его потенциальная энергия в верхнем положении переходит в кинетическую энергию при нижнем положении и наоборот.

Рассмотренный процесс колебаний в контуре носит название **свободных колебаний**, так как он протекает без влияния внешней возбуждающей силы только благодаря некоторому запасу энергии в одном из элементов цепи. Ток и напряжение в контуре, как видно из рис. 2.31, изменяются по синусоидальному закону, но со сдвигом по фазе на 90°.

Из равенства максимальных энергий конденсатора $U^2_{mC}C/2$ и катушки $I^2_{mL}L/2$, где U_{mC} — амплитуда напряжения на конденсаторе; I_{mL} — амплитуда тока в катушке; C — емкость конденсатора и L — индуктивность катушки, следует

$$U_{mC}/I_{mL} = \sqrt{L/C} = \rho. \qquad (2.39)$$

Эта величина называется **характеристическим сопротивлением контура**. Данное отношение амплитуды напряжения на элементах контура к амплитуде протекающего через них тока определяется реактивными сопротивлениями этих элементов. Поскольку на катушке и конденсаторе действуют одинаковые по амплитуде напряжения и через них протекает одинаковый ток, то их сопротивления равны. Если при свободных колебаниях сопротивления конденсатора и катушки равны, то в контуре может проходить ток только определенной частоты, при которой

$$\omega_0 L = 1/\omega_0 C, \qquad (2.40)$$

где ω_0 — круговая частота свободных или, как их называют, **собственных** колебаний контура. Из этого выражения получаем формулу для определения круговой частоты собственных колебаний контура:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \qquad (2.41)$$

Здесь ω — в радианах в секунду, L — в генри и C — в фарадах. Тогда характеристическое сопротивление контура можно записать в виде

$$\rho = 1/\omega_0 C = \omega_0 L. \qquad (2.42)$$

Частота собственных колебаний (в герцах) контура может быть найдена по формуле

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}, \qquad (2.43)$$

а период колебаний в контуре

$$T = 1/f = 2\pi\sqrt{LC}. \qquad (2.44)$$

Увеличение периода колебаний с увеличением индуктивности и емкости

контура объясняется тем, что чем больше индуктивность контура, тем медленнее происходит изменение тока, и чем больше емкость, тем больше времени требуется на перезарядку конденсатора

Мы рассматривали процесс колебаний в контуре без потерь Однако в реальных контурах всегда происходят необратимые потери энергии на нагрев проводов и диэлектрика, а также на излучение, что приводит к постепенному уменьшению амплитуды электрических колебаний, или, как говорят, к их затуханию (рис 2 32) При расчете затухания контура полагают, что он имеет сосредоточенное сопротивление, потребляющее то же количество энергии, которое расходуется в контуре на все виды потерь.

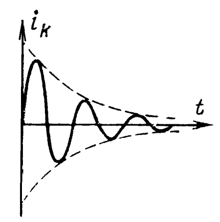


Рис 2.32 Затухающие колебания

Колебания в контуре затухают тем быстрее, чем бо́льшая доля первоначально запасенной в контуре энергии теряется за период колебаний, т. е чем больше сопротивление потерь по сравнению с его характеристическим сопротивлением. Отношение характеристического сопротивления контура к сопротивлению потерь называется д о б р о т н о с т ь ю:

$$Q = \frac{\rho}{r_к} = \frac{\omega_0 L}{r_к} = \frac{1}{\omega_0 C r_к}. \qquad (2\,45)$$

Поскольку мощность потерь пропорциональна активному сопротивлению контура, а развиваемая в его элементах реактивная мощность пропорциональна их реактивным сопротивлениям, то добротность характеризует также отношение этих мощностей. Чем больше добротность, тем медленнее затухают свободные колебания в контурах с одинаковой частотой собственных колебаний. Используемые в радиотехнике контуры из катушек и конденсаторов обычно имеют добротность от 50 до 300.

2.7. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Если последовательно в контур, состоящий из катушки и конденсатора, включить источник переменного напряжения (рис. 2 33,*а*), то в контуре потечет ток с частотой источника, которая в общем случае не совпадает с частотой собственных колебаний контура При этом в контуре будут происходить не свободные, а в ы н у ж д е н н ы е к о л е б а н и я

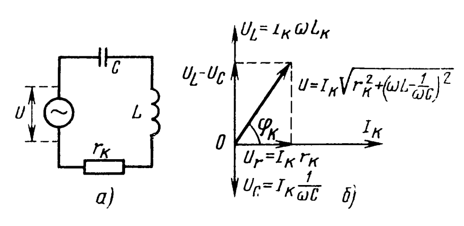


Рис. 2 33. Последовательное включение в контур источника переменной ЭДС: *а* — схема включения источника; *б* — векторная диаграмма

На рис. 2 33,*б* построена векторная диаграмма, характеризующая режим вынужденных колебаний в контуре. При ее построении начинают с вектора тока $I_к$, обтекающего последовательно все элементы контура Допустим, что в некоторый момент времени он занимает горизонтальное положение и направлен вправо Напряжение U_r на активном сопротивлении контура совпадает по фазе с током $I_к$ и равно $U_r = I_к r_к$. Вектор напряжения на катушке опережает вектор тока на 90° и равен $U_L = I_к X_L = I_к \omega L_к$. Вектор же напряжения на конденсаторе отстает от тока на 90° и равен $U_C = I_к \frac{1}{\omega C}$.

Таким образом, напряжения на катушке и конденсаторе оказываются сдвинутыми относительно друг друга на 180°, т. е. они находятся в противофазе. Поэтому их действия в той или иной степени взаимно компенсируют друг друга. На векторной диаграмме это изображается противоположным направлением векторов напряжений U_L и U_C. Вектор, характеризующий результирующее действие, имеет направление большего из этих векторов и значение, равное их разности Направления векторов вправо и вверх условно считаются положительными, а напряжение на кон-

денсаторе — отрицательным: $U_L - U_C = I_к \omega L - I_к \frac{1}{\omega C} = I_к(\omega L - \frac{1}{\omega C})$.

Для того чтобы определить полное напряжение на контуре U, к напряжению $U_L - U_C$ нужно прибавить напряжение на активном сопротивлении U_r. Поскольку они сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90°, то $U = \sqrt{U_r^2 + (U_L - U_C)^2} = I_к \sqrt{r_к^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$.

Из этого выражения следует, что модуль полного сопротивления контура

$$z_к = \frac{U_к}{I_к} = \sqrt{r_к^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \qquad (2.46)$$

Из векторной диаграммы видно, что угол $\varphi_к$, являющийся углом сдвига фазы тока в контуре относительно напряжения источника, можно найти из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_к = \frac{U_L - U_C}{U_r} = \frac{X_к}{r_к}, \qquad (2.47)$$

где

$$X_к = \omega L - \frac{1}{\omega C}. \qquad (2.48)$$

Угол $\varphi_к$ тем больше, чем больше реактивная составляющая полного сопротивления контура $X_к$ и чем меньше активная составляющая $r_к$.

Эти выражения показывают, что сопротивления катушки ωL, конденсатора $1/\omega C$, а также результирующее реактивное сопротивление контура $\omega L - 1/\omega C$ и характер последнего изменяются в зависимости от частоты источника тока (рис. 2.34).

Из графика видно, что при значении частоты, когда индуктивное и емкостное сопротивления равны, результирующее реактивное сопротивление контура равно нулю. Это имеет место, если $\omega L = 1/\omega C$, т. е. когда круговая частота источника переменного тока $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ и, следовательно, равна частоте собственных колебаний контура, определяемой выражением (2.41). При этом реактивные сопротивления индуктивности и емкости контура, так же как и при свободных колебаниях, равны характеристическому сопротивлению контура ρ.

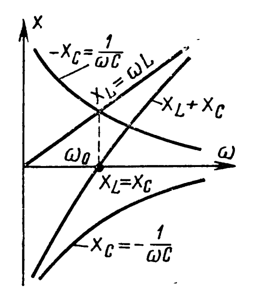


Рис. 2.34. Зависимость реактивных сопротивлений элементов контура от частоты

В этом случае контур имеет чисто активное сопротивление, равное сопротивлению потерь $r_к$. Состояние контура, при котором реактивные сопротивления взаимно компенсируются и его сопротивление становится чисто активным, называется **резонансом**, а частота, при которой это имеет место, — **резонансной частотой контура**. Так как сопротивление $r_к$ обычно весьма мало, то ток в контуре при резонансе получается большим:

$$I_{к.рез} = U/r_к. \qquad (2.49)$$

Этот ток будет тем больше, чем меньше сопротивление потерь контура.

Увеличение тока в цепи приводит к увеличению напряжения на катушке и конденсаторе контура, суммарное же напряжение на них равно нулю:

$$U_{L\,рез} = -U_{C\,рез} = I_{к.рез}\,\rho = U\frac{\rho}{r_к} = UQ. \qquad (2.50)$$

Следовательно, добротность контура также показывает, во сколько раз напряжение на конденсаторе (катушке) при резонансе больше ЭДС источника.

Резкое увеличение напряжений на реактивных элементах контура при их взаимной компенсации является важной особенностью резонанса при последовательном включении источника тока в контур. Поэтому это явление часто называют **резонансом напряжений**.

На частотах ниже резонансной преобладающее значение имеет сопротивление конденсатора, которое увеличивается по мере уменьшения частоты. Поэтому полное сопротивление контура имеет характер сопротивления последовательно соединенных эквивалентной емкости и активного сопротивления, при-

чем эта эквивалентная емкость не равна емкости конденсатора контура. Так как по мере ухода от резонансной частоты разность $\omega L - 1/\omega C$ быстро растет по абсолютной величине, то быстро растет полное сопротивление контура, а ток уменьшается. Угол сдвига фаз между током в контуре и напряжением источника возрастает, и при достаточно большой разности частоты источника и резонансной частоты контур представляет собой большое, практически чисто реактивное сопротивление емкостного характера. Разность между частотой источника тока и резонансной частотой принято называть р а с с т р о й к о й:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0. \qquad (2.51)$$

На частотах выше резонансной сопротивление катушки превышает сопротивление конденсатора и контур представляет собой сопротивление последовательно соединенных эквивалентной индуктивности и активного сопротивления, причем эквивалентная индуктивность не равна индуктивности катушки контура.

С увеличением расстройки при повышении частоты полное сопротивление контура быстро возрастает, а ток в контуре уменьшается; угол сдвига фаз тока и напряжения растет, и при достаточно больших расстройках контур представляет собой сопротивление практически чисто индуктивного характера.

При неизменной амплитуде напряжения U отношение тока в контуре при расстройке к току при резонансе обратно пропорционально отношению его полного сопротивления при расстройке к сопротивлению при резонансе:

$$\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к.рез}}} = \frac{z_{\text{рез}}}{z} = \frac{r_{\text{к}}}{\sqrt{r^2_{\text{к}} + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \qquad (2.52)$$

Преобразуем выражение, стоящее под корнем:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L\left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right).$$

Учитывая, что $LC = 1/\omega^2_0$, получаем

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega L \frac{\omega^2 - \omega^2_0}{\omega^2} =$$

$$= \omega L \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega^2}.$$

При частотах, близких к резонансной, когда можно считать $\omega_0 + \omega \approx 2\omega_0$, используя формулу (2.51) и обозначая $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$, получим

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\omega_0 L. \qquad (2.53)$$

Подставив это выражение в (2.52) и разделив числитель и знаменатель на $r_{\text{к}}$, получим

$$\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к.рез}}} = \frac{z_{\text{рез}}}{z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 L}{r_{\text{к}}}\right)^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}.$$

Учитывая, что $\omega_0 L / r_{\text{к}} = Q$, это выражение можно переписать в виде

$$\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{к.рез}}} = \frac{z_{\text{рез}}}{z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}. \qquad (2.54)$$

Выражение (2.54) называют уравнением р е з о н а н с н о й х а р а к т е р и с т и к и (кривой) контура. Оно показывает, что при одной и той же расстройке относительное уменьшение тока в контуре тем больше, чем выше добротность контура. Если использовать контур с достаточно высокой добротностью — порядка нескольких десятков и выше (что практически всегда возможно), то множитель Q^2 под корнем выражения (2.54) становится очень большой величиной, и даже при малых расстройках $\Delta\omega$ ток в контуре будет резко уменьшаться по сравнению с резонансным значением. Это иллюстрируется кривыми на рис. 2.35, где изображены

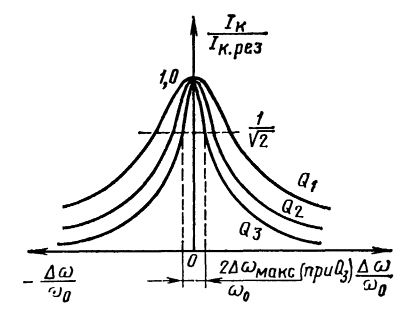


Рис. 2.35. Резонансные характеристики контуров с разной добротностью

резонансные характеристики контура с различной добротностью. Они показывают, что интенсивные колебания в контуре создают только источники, частота которых близка к частоте его собственных колебаний. Иначе говоря, контур

«пропускает» колебания определенного спектра частот. Это свойство характеризуют полосой пропускания контура — областью частот, в пределах которой амплитуда колебаний уменьшается менее чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с резонансом.

Максимальная расстройка в пределах полосы пропускания определяется из уравнения (2.54):

$$\frac{I_к}{I_{к.рез}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\,\omega_{макс}}{\omega_0}\right)^2}},$$

откуда отношение максимальной расстройки в пределах полосы пропускания к резонансной частоте контура $\Delta\omega_{макс}/\omega_0 = 1/2Q$. Поскольку резонансная кривая симметрична, полоса пропускания контура

$$2\,\Delta\omega_{макс} = \omega_0/Q. \qquad (2.55)$$

Таким образом, полоса пропускания контура тем у́же, чем выше добротность контура.

Добротность контура определяется в основном качеством катушки индуктивности, на которую приходятся почти все потери. Ширина полосы пропускания $2\Delta\omega_{макс}$ составляет 0,3—2% резонансной частоты контура. Свойство контура «пропускать» токи с частотой, близкой к резонансной, и практически не пропускать токи других частот называется избирательностью. Избирательность контура тем больше, чем у́же полоса пропускания, т. е. чем выше добротность контура.

Избирательные свойства контуров широко используются в радиотехнике, например, для выделения из сигналов множества радиостанций, принятых антенной и переданных на вход приемника, сигнала только той радиостанции, на частоту которой настроен приемник.

2.8. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПАРАЛЛЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В радиотехнических устройствах особенно часто встречаются цепи, в которых элементы колебательного контура (катушка и конденсатор) при подключении к источнику ЭДС соединяются параллельно (рис. 2.36). Такой контур называется параллельным.

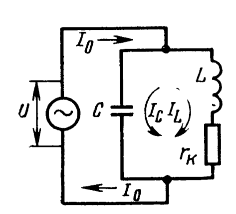


Рис. 2.36. Параллельное подключение контура к источнику переменной ЭДС

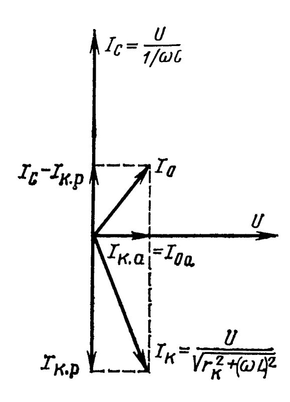


Рис. 2.37. Векторная диаграмма токов и напряжений в параллельном контуре

При построении векторной диаграммы для параллельного контура по горизонтальной оси откладывается вектор напряжения на контуре U (рис. 2.37). Под действием этого напряжения через конденсатор проходит ток $I_C = U/X_C = U/(1/\omega C) = U\omega C$, практически опережающий напряжение на 90° (сопротивление потерь в конденсаторе обычно очень мало и его не учитывают). Ток, проходящий через катушку $I_L = I_к$, отстает от напряжения на угол, несколько меньший 90°, вследствие потерь в катушке. Его амплитуда

$$I_L = I_к = \frac{U}{z_к} = \frac{U}{\sqrt{r^2_к + (\omega L)^2}}.$$

Этот ток можно представить как сумму активной составляющей $I_{к.а}$, совпадающей по фазе с напряжением на контуре, и реактивной составляющей $I_{к.р}$, отстающей по фазе от напряжения на 90°. Ток I_C, проходящий через кон-

денсатор, и реактивная составляющая тока $I_{к\,р}$ имеют противоположные направления. Например, если в данный момент времени ток в емкостной ветви контура проходит сверху вниз, то в индуктивной ветви он идет снизу вверх Поэтому амплитуда реактивной составляющей общего тока в цепи источника согласно правилу Кирхгофа, равная сумме токов в параллельных ветвях контура, будет равна разности амплитуд их реактивных составляющих: $I_{о\,р}=I_C-I_{к\,р}$.

Кроме нее в цепи источника проходит активная составляющая тока $I_{о\,а}=I_{к\,а}$, которая пополняет потери энергии в контуре. Ток, проходящий через конденсатор, увеличивается пропорционально частоте (рис. 2.38): $I_C=U_C/X_C=U\omega C$. Если пренебречь сопротивлением потерь катушки по сравнению с ее реактивным сопротивлением, которое в десятки и сотни раз больше активного сопротивления, то ток $I_{к\,р}$ через катушку индуктивности изменяется обратно пропорционально частоте: $I_{к\,р}=U/X_L=U/\omega L$.

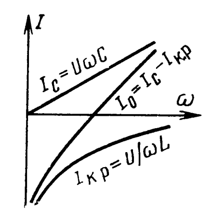


Рис. 2.38. Зависимость токов в параллельном контуре от частоты

Пользуясь кривыми для токов I_C и $I_{к\,р}$, легко получить график изменения реактивной составляющей общего тока I_0 в цепи источника. На частоте, при которой

$$U/\omega L = U\omega C, \tag{2.56}$$

токи I_C и $I_{к.р}$ равны.

Так как эти токи имеют противоположные направления, то в контуре проходит кольцевой переменный ток, а в подводящей цепи ток равен нулю. Следовательно, идеальный контур в этом случае представляет собой бесконечно большое сопротивление, включенное в цепь источника тока. Описанные выше явления в параллельном контуре называют резонансом токов.

В реальном контуре с потерями полной компенсации токов в параллельных ветвях не происходит. Если сопротивление потерь катушки $r_к$ не равно нулю, то в цепи источника проходит небольшая активная составляющая тока через катушку $I_{к\,а}$ и, следовательно, контур представляет для источника большое чисто активное сопротивление. Из формулы (2.56) следует, что резонансная частота

$$\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}.$$

На более низких частотах ток в индуктивной ветви контура больше тока в емкостной ветви и в подводящей цепи суммарный ток $I_{к\,р}-I_C$ имеет индуктивный характер. На частотах выше резонансной преобладает ток емкостной ветви.

Следует обратить внимание на то, что зависимость характера реактивного сопротивления параллельного контура от знака расстройки противоположна зависимости, получаемой при последовательном включении тех же элементов.

Ток в индуктивной ветви

$$I_к = \frac{U}{\sqrt{r^2_к + (\omega L)^2}}. \tag{2.57}$$

Активная составляющая этого тока, проходящая при резонансе в цепи источника,

$$I_{к.а} = I_к \cos\varphi, \tag{2.58}$$

где

$$\cos\varphi = \frac{r_к}{\sqrt{r^2_к + (\omega_0 L)^2}}. \tag{2.59}$$

Следовательно,

$$I_{о.рез} = I_{к.а} = \frac{U r_к}{r^2_к + (\omega_0 L)^2}, \tag{2.60}$$

откуда сопротивление параллельного контура при резонансе эквивалентно чисто активному сопротивлению

$$R_э = \frac{U}{I_{о.рез}} = \frac{r^2_к + (\omega_0 L)^2}{r_к}. \tag{2.61}$$

Поскольку в числителе величиной $r^2_к$ по сравнению с $(\omega_0 L)^2$ практически можно пренебречь (обычно $r_к$ в десятки и сотни раз меньше $\omega_0 L$, а их квадраты различаются в десятки тысяч раз), то

$$R_э = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_к}. \tag{2.62}$$

Учитывая равенства (2.42) и (2.45), это выражение можно представить в виде

$$R_э = \frac{\rho^2}{r_к} = Q\rho. \tag{2.63}$$

Так как контуры, используемые в радиотехнических устройствах, обычно имеют добротность, измеряемую десятками или сотнями, и характеристическое сопротивление от нескольких десятков до нескольких сотен ом, то их эквивалентное сопротивление при резонансе обычно лежит в пределах от нескольких тысяч до сотен тысяч ом.

Представляет интерес соотношение между током в контуре и током в цепи источника, т. е. $I_к/I_{о.рез}$. Ток в контуре

$$I_к = I_C = U\omega C = U/\rho, \quad (2.64)$$

ток в цепи источника

$$I_{о.рез} = U/R_э = U/\rho Q, \quad (2.65)$$

и их отношение

$$I_к/I_{о.рез} = Q. \quad (2.66)$$

Таким образом, добротность контура показывает, во сколько раз ток в параллельном контуре при резонансе превышает ток в цепи источника.

Из проведенного анализа явлений в контуре следует, что для источника питания в зависимости от расстройки контур представляет либо активное, либо комплексное сопротивление, равноценное, или, как принято говорить, эквивалентное последовательному или параллельному соединению всего двух элементов: активного и реактивного сопротивлений того или иного знака.

Метод сведения сложных цепей к простейшей последовательной (рис. 2.39,

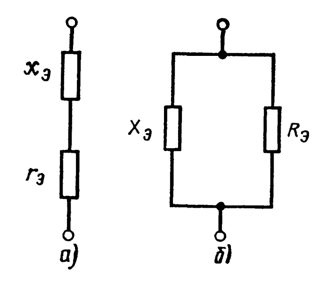


Рис. 2.39. Эквивалентные схемы сложных цепей

а) или параллельной (рис. 2.39, *б*) эквивалентным схемам широко используется в радиотехнике. Проиллюстрируем его на очень важном для дальнейшего примере нахождения эквивалентных параметров параллельного контура. Параметры последовательной эквивалентной схемы будем обозначать строчными буквами $r_э$ и $x_э$, а параллельной — прописными $R_э$ и $X_э$.

Допустим, что контур состоит из двух параллельных ветвей с сопротивлениями $Z_1 = r_1 + jx_1$ и $Z_2 = r_2 + jx_2$. Общая проводимость параллельного соединения

$$\frac{1}{Z_э} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2},$$

откуда

$$Z_э = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{r_1 r_2 - x_1 x_2 + j(x_1 r_2 + x_2 r_1)}{r_1 + r_2 + j(x_1 + x_2)}.$$

Практически абсолютные значения $x_1 \gg r_1$ и $x_2 \gg r_2$, поэтому все слагаемые в числителе много меньше произведения $x_1 x_2$, и мы можем с достаточной точностью написать

$$Z_э = \frac{-x_1 x_2}{r_к + j(x_1 + x_2)}, \quad (2.67)$$

где $r_к = r_1 + r_2$ — полное сопротивление потерь в контуре. Сопротивлением $r_к$ в знаменателе нельзя пренебрегать, потому что вблизи резонанса сумма $x_1 + x_2 \to 0$.

Умножив числитель и знаменатель равенства (2.67) на $r_к - j(x_1 + x_2)$, получим

$$Z_э = r_э + jx_э = \frac{-x_1 x_2 r_к}{r_к^2 + (x_1 + x_2)^2} + j\frac{x_1 x_2 (x_1 + x_2)}{r_к^2 + (x_1 + x_2)^2}. \quad (2.68)$$

Для параллельного контура

$$-x_1 x_2 = -\omega L\left(-\frac{1}{\omega C}\right) = \frac{L}{C} = \rho^2. \quad (2.69)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (2.68) на $r_к$ и воспользовавшись формулой (2.53), получим

$$r_э = \frac{1}{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2} \frac{\rho^2}{r_к}; \quad (2.70)$$

$$x_э = \frac{\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2} \frac{\rho^3}{r_к^2}. \quad (2.71)$$

На рис. 2.40, *а* приведены графики изменения активной и реактивной составляющих эквивалентного сопротивления контура от расстройки. Активная составляющая резко возрастает с уменьшением расстройки, достигая при резонансе максимального значения: $r_{э.рез} = R_э = \rho^2/r_к = L/Cr_к$. Реактивная составляющая при резонансе изменяет знак, проходя через максимум при относительных расстройках $\Delta\omega/\omega = \pm 1/2Q$, т. е. согласно выражению (2.55) на границах полосы пропускания. Абсолютная величина $|x_{э\,макс}| = R_э/2$.

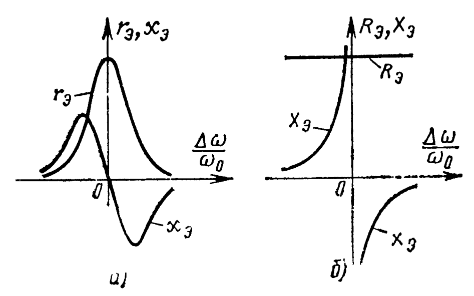


Рис. 2.40. Зависимость эквивалентных сопротивлений параллельного контура от относительной расстройки:
а — в последовательной; *б* — в параллельной схеме

Теперь найдем зависимость параметров параллельной эквивалентной схемы от частоты. При малых расстройках $x_1 \approx -x_2 = x_0$, поэтому выражение (2.57) можно переписать в виде

$$Z_э \approx \frac{x^2_0}{r_к + j(x_1 + x_2)}.$$

Проводимость контура должна равняться сумме проводимостей эквивалентной схемы:

$$\frac{1}{Z_э} = \frac{r_к + j(x_1 + x_2)}{x^2_0} = \frac{1}{R_э} + \frac{1}{jX_э}. \quad (2.72)$$

Отсюда, приравнивая активные и реактивные составляющие и используя формулу (2.59), получаем

$$R_э = \frac{x^2_0}{r_к} = \frac{\omega^2_0 L^2}{r_к} = \frac{1}{(\omega_0 C)^2 r_к} = \frac{\rho^2}{r_к}; \quad (2.73)$$

$$X_э = \frac{x^2_0}{x_1 + x_2} \approx \frac{\rho\,\omega_0}{2\Delta\omega}. \quad (2.74)$$

Эти зависимости имеют очень интересный характер (рис. 2.40, *б*): активная составляющая равна резонансному сопротивлению контура и не зависит от частоты; реактивная составляющая имеет разные знаки по разные стороны от резонанса, а около резонанса уходит в бесконечность и монотонно убывает с увеличением расстройки. Такие зависимости эквивалентных параметров от частоты очень удобны при анализе явлений в схемах с контурами, поэтому параллельная эквивалентная схема часто будет использоваться в дальнейшем.

В заключение сравним поведение последовательного и параллельного контура в зависимости от расстройки.

Последовательный контур при значительных расстройках представляет для источника большое реактивное сопротивление — емкостное, если частота источника меньше собственной частоты контура, и индуктивное, если частота выше. При резонансе контур представляет для источника чисто активное сопротивление, равное сопротивлению потерь в его элементах (обычно доли или единицы ом). Эта зависимость изображена на рис. 2.41, *а*.

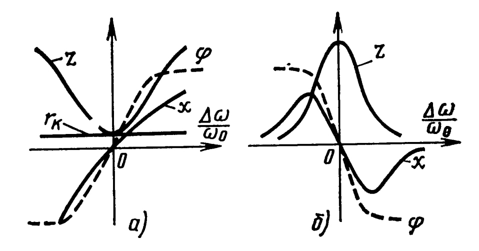


Рис. 2.41. Зависимость сопротивлений и угла сдвига фаз между током и напряжением источника от относительной расстройки:
а — в последовательном; *б* — в параллельном контуре

Параллельный контур, наоборот, для источника, частота которого ниже собственной частоты контура, представляет индуктивное, а для источника с частотой выше резонансной — емкостное сопротивление. При резонансе контур представляет для источника большое чисто активное сопротивление (обычно измеряемое единицами или десятками тысяч ом). Эта зависимость изображена на рис. 2.41, *б*. Штриховыми линиями показана зависимость угла сдвига фаз между током и напряжением источника от расстройки.

При неизменном напряжении источника отношение тока в случае расстройки к току при резонансе обратно пропорционально отношению полных эквивалентных сопротивлений контура. Если воспользоваться параллельной эквивалентной схемой контура, то

$$\frac{I_0}{I_{0.\text{рез}}} = \frac{z_{\text{рез}}}{z} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{R_э}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}{\frac{1}{R_э}} = \sqrt{1 + R^2_э\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}. \qquad (2.75)$$

Аналогично выражению (2.53) можно написать

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} \approx \omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Подставляя это выражение в (2.75) и учитывая (2.45), получаем

$$\frac{I_0}{I_{0.\text{рез}}} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega}\right)^2}. \qquad (2.76)$$

Параллельный контур характеризуется полосой пропускания, в пределах которой общий ток в цепи источника увеличивается не более чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с током при резонансной частоте. Максимальная расстройка в пределах полосы пропускания определяется из формулы (2.76):

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega_{\text{макс}}}{\omega_0}\right)^2},$$

откуда полоса пропускания контура

$$2\Delta\omega_{\text{макс}} = \omega_0/Q. \qquad (2.77)$$

Из формул (2.77) и (2.55) видно, что ширина полосы пропускания у параллельного и последовательного контуров, составленных из одних и тех же элементов, одинакова.

Следует отметить, что в том случае, когда параллельно колебательному контуру включено некоторое активное сопротивление, часть тока из контура ответвляется в это сопротивление, где теряется энергия. В соответствии с формулой (2.62) включение параллельно контуру сопротивления R эквивалентно включению в цепь катушки контура сопротивления $r = (\omega L)^2/R$. Следовательно, при этом в контур вносятся дополнительные потери, что приводит к снижению добротности и сопротивления параллельного контура при резонансе, а также к расширению полосы пропускания

2.9. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В современных радиотехнических устройствах приходится встречаться с процессами очень малой длительности, имеющими продолжительность в миллионные доли секунды и меньше. Несмотря на кратковременность они играют важную роль, и часто их длительность и характер определяют важнейшие показатели и работоспособность аппаратуры в целом. Ранее мы познакомились с переходными процессами, происходящими в цепях с одним накопителем энергии Теперь рассмотрим, как протекают переходные процессы в колебательном контуре, содержащем реактивные элементы двух знаков (индуктивность и емкость).

Прежде всего познакомимся с процессом затухания колебаний в контуре при выключении внешнего возбуждающего источника; затухание неизбежно во всяком реальном контуре из-за наличия в нем активных потерь.

Когда источник включен (считаем, что он имеет частоту, равную частоте собственных колебаний контура), в контуре устанавливаются незатухающие колебания, во время которых за половину периода в контурной катушке запас энергии $\Delta W_р$ изменяется от $I^2L/2$ до нуля Согласно выражению (2.27) энергия, теряемая во время этого перехода в активном сопротивлении контура, $\Delta W_а = \frac{1}{2} I^2 r \frac{T}{2}$. Отношение теряемой энергии к запасаемой (реактивной) в контуре в процессе колебаний будет $\frac{\Delta W_а}{\Delta W_р} = \frac{r}{2L} T$. Эта величина, отнесенная к периоду колебаний, называется **коэффициентом затухания контура**:

$$\alpha = r/2L. \qquad (2.78)$$

Очевидно, что она будет характеризовать скорость затухания колебаний в контуре при выключении возбуждающего источника.

Если сопротивление потерь столь велико, что за половину периода колебаний в контуре в нем теряется вся запасенная энергия, то колебаний не будет: после выключения источника в цепи возникает всего один импульс тока (рис. 2 42,*а*). Если же потери в контуре

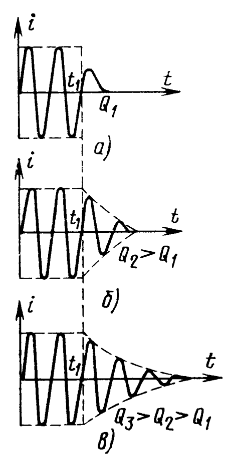


Рис. 2.42. Ток в контурах различной добротности при выключении источника

будут меньше, то в цепи возникнут колебания с уменьшающейся амплитудой, число которых до прекращения процесса тем больше, чем меньше затухание контура (рис. 2.42,*б* и *в*). Длительность процесса может быть оценена постоянной времени — величиной, обратной коэффициенту затухания:

$$\tau = 2L/r. \qquad (2.79)$$

После выключения источника по истечении времени $t=\tau$ амплитуда колебаний уменьшается в 2,7 раза, при $t=2\tau$ в $2{,}7^2=7{,}3$ раза; а при $t=3\tau$ в $2{,}7^3\approx 20$ раз. В последнем случае практически можно считать процесс закончившимся, т. е. колебания затухшими. Так как $Q=\omega_0 L/r$, то $L/r=Q/\omega_0$. Подставив это отношение в выражение для постоянной времени (2 79), получим

$$\tau = 2Q/\omega_0 = Q/\pi f_0. \qquad (2.80)$$

Иными словами, длительность переходного процесса $t_{уст}$ будет тем больше, чем больше добротность контура. Практически можно полагать

$$t_{уст} = 3\tau = 3Q/\pi f_0 \approx Q/f_0. \qquad (2.81)$$

Поскольку добротность контура связана с полосой пропускания соотношением

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega_{макс}} = \frac{f_0}{2\Delta f_{макс}},$$

то

$$t_{уст} = \frac{3}{2\pi\Delta f_{макс}} \approx \frac{1}{2\Delta f_{макс}}, \qquad (2.82)$$

т. е. длительность процесса спадания амплитуды колебаний в контуре тем **меньше, чем шире его полоса пропускания.**

При включении источника переменной ЭДС колебания в контуре будут нарастать постепенно (рис. 2.43). Ско-

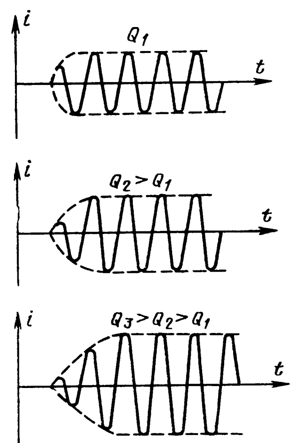


Рис. 2.43. Ток в контурах различной добротности при включении источника

рость их нарастания также ограничивается наличием потерь в активном сопротивлении контура. Очевидно, что возрастание запаса энергии в реактивных элементах контура происходит тем быстрее, чем меньше его значение в установившемся режиме и чем меньшая доля подводимой энергии теряется в активном сопротивлении контура. Иными словами, постоянная времени возрастания колебаний в контуре определяется теми же величинами, что и постоянная времени при их спадании.

Все сказанное позволяет понять процессы, происходящие в колебательном контуре при воздействии на него

импульса высокочастотного напряжения (рис. 2.44,*а*). Из-за постепенного нарастания и спадания амплитуды напряжения на контуре форма высокочастотного импульса искажается. Эти искажения будут малы, если длительность импульса много больше длительности переходных процессов (рис. 2.44,*б*). Если же эти длительности одного порядка, то искажения становятся значительными (рис. 2.44,*в*). Наконец, если длительность переходных процессов больше длительности импульсов, то процесс нарастания амплитуды колебаний, не успев закончиться к моменту окончания высокочастотного импульса, сменяется процессом затухания (рис. 2.44,*г*). Длительность искаженного импульса в этом случае оказывается значительно больше длительности возбуждающего импульса, а амплитуда импульса в контуре при этом не успевает достичь максимально возможного значения.

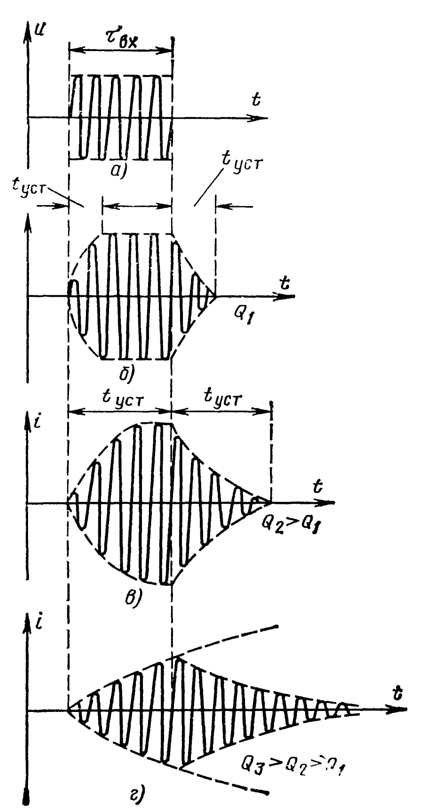


Рис. 2.44. Воздействие кратковременного импульса высокочастотного напряжения на контуры различной добротности

Следовательно, для получения возможно меньших искажений формы импульса нужно использовать контур с возможно меньшим τ, т. е. контур с достаточно широкой полосой пропускания и малой добротностью. Однако при этом следует помнить, что уменьшение добротности контура приводит к уменьшению его сопротивления при резонансе, что, конечно, невыгодно. Поэтому обычно выбирают добротность контура близкой к такому значению, при котором амплитуда колебаний за время импульса успевает нарасти до своего максимального значения. На основании выражений (2.80)—(2.82) добротность контура при этом $Q \leqslant \tau_{вх} f_0$, а полоса пропускания

$$2\Delta f_{макс} \geqslant 1/\tau_{вх}.$$

Эти условия часто приводят к необходимости применять контуры с очень большой полосой пропускания. Например, в радиолокационных устройствах используются импульсы длительностью порядка микросекунды ($\tau_{вх}=1\cdot10^{-6}$ с), поэтому для удовлетворительного воспроизведения такого импульса контуры приемного устройства должны обладать полосой пропускания не менее

$$2\Delta f_{макс} \approx 1/10^{-6} \approx 1 \text{ МГц}.$$

Для хорошей передачи формы радиоимпульсов полосу берут в несколько раз большую.

2.10. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ, СОДЕРЖАЩИЕ В ОДНОЙ ИЗ ВЕТВЕЙ РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАЗНОГО ХАРАКТЕРА

Выше были рассмотрены параллельные контуры, содержащие в одной ветви конденсатор, а в другой катушку. Такие контуры называются **контурами первого вида**. В радиотехнике часто применяются параллельные контуры, в ветвях которых последовательно включены катушки и конденсаторы. Контур, в обеих ветвях которого включены катушки индуктивности L_1 и L_2 (рис. 2.45), называется **контуром второго вида** (его можно превратить в контур первого вида, подключив источник к точкам *б* и *в*). Контур, в

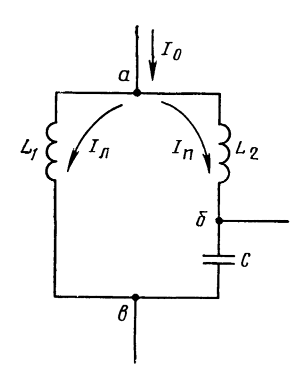


Рис. 2.45. Контур второго вида

обеих ветвях которого включены конденсаторы (рис. 2.46), называется **контуром третьего вида** (его можно превратить в контур первого, подключив источник к точкам *б* и *в*).

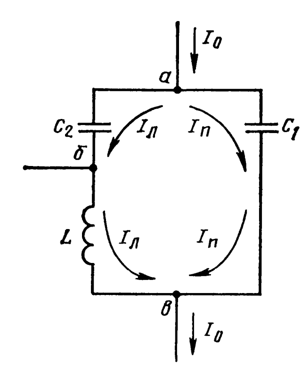


Рис. 2.46. Контур третьего вида

Интересной особенностью этих контуров является то, что в их цепях могут возникать резонансные явления на двух различных частотах. В случае, когда

$$\omega_1 L_2 = \frac{1}{\omega_1 C}, \tag{2.83}$$

в правой ветви контура второго вида (см. рис. 2.45) имеет место резонанс напряжений. При этом правая ветвь представляет собой небольшое активное сопротивление, и через нее течет почти весь ток. Таким образом, она практически определяет общее эквивалентное сопротивление контура, имеющее активный характер.

На более низкой частоте, когда сумма всех реактивных сопротивлений контура равна нулю, т. е.

$$\omega_2 L_1 + \omega_2 L_2 - \frac{1}{\omega_2 C} = 0, \tag{2.84}$$

возникает резонанс токов и контур представляет собой большое чисто активное сопротивление. Так как активные сопротивления ветвей малы по сравнению с реактивными, то токи правой и левой ветвей ($I_п$ и $I_л$) сдвинуты относительно напряжения на контуре на угол $\pm 90°$. Вследствие этого в общей цепи проходит небольшой активный ток.

На частотах, близких к частоте резонанса токов, изменение эквивалентного сопротивления контура соответствует изменению реактивного сопротивления параллельного контура, а на частотах, близких к частоте резонанса напряжений, — изменению реактивного сопротивления последовательного контура. Это можно пояснить при помощи графиков реактивных сопротивлений контура. На рис. 2.47,*а* изображен график эквивалентного реактивного сопротивления правой ветви контура (см. рис. 2.45) $X_п = X_{L2} - X_C$, на рис. 2.47,*б* построен график ее проводимости $b_п = -1/X_п$, на рис. 2.47,*в* эта проводимость графически складывается с проводимостью левой ветви контура $b_л = -1/X_{L1}$, а на рис. 2.47,*г* построен график эквивалентного реактивного сопротивления контура $X_э = -1/(b_п + b_л)$.

Определим, в каком соотношении находятся частоты резонансов напряжений и токов. Из выражения (2.83)

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}, \tag{2.85}$$

а из выражения (2.84)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}. \tag{2.86}$$

Из двух же последних равенств следует

$$\omega_1 = \omega_2 \sqrt{1 + L_1/L_2}. \tag{2.87}$$

Как уже указывалось, контур второго вида (см. рис. 2.45) может быть образован из контура первого вида подключением одного из вводов к части катушки индуктивности. В этом случае отношение индуктивности, входящей в индуктивную ветвь, к индуктивности всей катушки называют коэф-

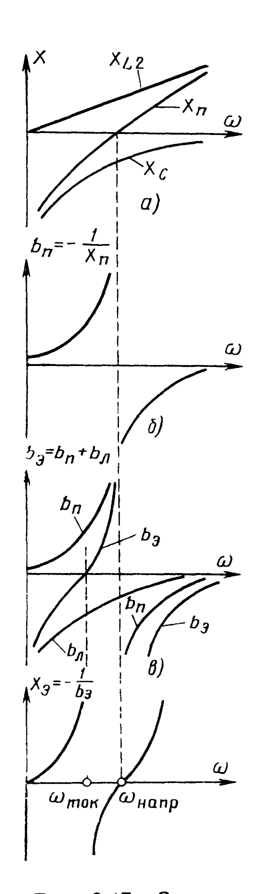


Рис. 2.47. Зависимость реактивных сопротивлений и проводимостей контура второго вида от частоты

фициентом включения контура:

$$p = \frac{L_1}{L_1 + L_2}. \qquad (2.88)$$

Поэтому формула (2.87) может быть записана в виде

$$\omega_1 = \omega_2 \sqrt{\frac{1}{1-p}}. \qquad (2.89)$$

При резонансе токов, когда токи в обеих ветвях контура примерно одинаковы, коэффициент включения показывает отношение напряжения между вводами, т. е. между точками *а* и *в*, к напряжению на всей катушке, т. е. между точками *б* и *в* (см. рис. 2.45):

$$\frac{U_{а-в}}{U_{б-в}} = \frac{I_к L_1}{I_к (L_1 + L_2)} = p. \qquad (2.90)$$

Мощность, расходуемая в контуре при резонансе, когда в нем проходит ток $I_к$,

$$P = \frac{1}{2} I^2_к r_к, \qquad (2.91)$$

где $r_к$ — сумма всех сопротивлений потерь в контуре. Напряжение между точками включения *а* и *в*, создаваемое током (без учета сопротивления потерь), $U_к = I_к \omega_2 L_1$. Расходуемая в контуре мощность может быть также подсчитана по формуле

$$P = \frac{1}{2} \frac{U^2_к}{R_{э2}} = \frac{I^2_к (\omega_2 L_1)^2}{2R_{э2}}. \qquad (2.92)$$

Сравнивая выражения (2.91) и (2.92), получаем

$$R_{э2} = \frac{\omega^2_2 L^2_1}{r_к} = p^2 \frac{(\omega_2 L)^2}{r_к}, \qquad (2.93)$$

где $L = L_1 + L_2$.

Сомножитель $(\omega_2 L)^2 / r_к$ представляет собой эквивалентное сопротивление контура $R_э$ при использовании его как контура первого вида и, следовательно,

$$R_{э2} = p^2 R_э. \qquad (2.94)$$

Этот результат имеет большое практическое значение: если сделать один из вводов в виде щупа с зажимом на конце, то, переставляя его вдоль катушки, можно уменьшить эквивалентное сопротивление контура до любого нужного значения. Такой способ изменения сопротивления контура широко используется в радиопередающих устройствах

Рассмотрим теперь колебательные контуры третьего вида (см. рис. 2.46). В них также могут быть два резонанса: резонанс напряжений в левой ветви при

$$\omega_1 L = \frac{1}{\omega_1 C_2} \qquad (2.95)$$

и резонанс токов при равенстве реактивных сопротивлений обеих ветвей, т. е. при

$$\frac{1}{\omega_2 C_1} = \omega_2 L - \frac{1}{\omega_2 C_2}. \qquad (2.96)$$

Найдем соотношение между частотами резонанса токов и резонанса напряжений. Из выражения (2.95)

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}, \tag{2.97}$$

и из выражения (2.96)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}. \tag{2.98}$$

Из двух последних зависимостей получаем

$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1}}. \tag{2.99}$$

Для контура третьего вида коэффициент включения, определяемый как отношение напряжений при резонансе между точками включения *а* и *в* (см. рис. 2.46) к напряжению на конденсаторах контура,

$$p = \frac{I_к \frac{1}{\omega C_1}}{I_к \left(\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} \right)} = \frac{C_2}{C_1 + C_2}. \tag{2.100}$$

Следовательно,

$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{\frac{1}{1 - p}}. \tag{2.101}$$

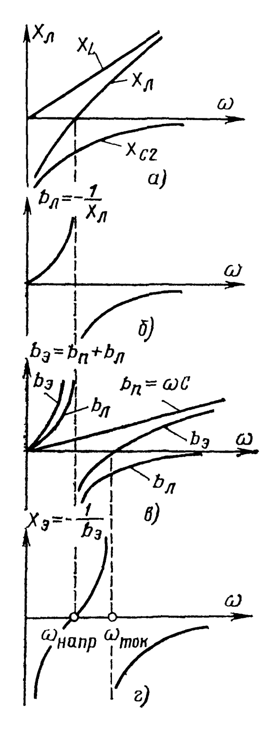


Рис. 2.48. Зависимости реактивных сопротивлений и проводимостей контура третьего вида от частоты

Характер изменения эквивалентного реактивного сопротивления контура можно определить по графикам изменения эквивалентных сопротивлений его элементов (рис. 2.48). На рис. 2.48,*а* построен график суммы реактивных сопротивлений левой ветви $X_л = -1/\omega C_2 + \omega L$, на рис. 2.48,*б* — график реактивной проводимости левой ветви $b_л = -1/X_л$, на рис. 2.48,*в* — график суммы реактивных проводимостей обеих ветвей $b_э = b_п + b_л$ и на рис. 2.48,*г* — график эквивалентного реактивного сопротивления контура $X_э = -1/b$.

Полученные графики, так же как и формула (2.101), показывают, что в отличие от контура второго вида в контурах третьего вида резонанс напряжений происходит на более низкой частоте, чем резонанс токов. Вблизи резонанса напряжений реактивное сопротивление контура изменяется так же, как у последовательного, а вблизи резонанса токов так же, как у параллельного.

Поскольку смысл коэффициента включения в контуре третьего вида остается таким же, как в контуре второго вида, то эквивалентное сопротивление контура при резонансе $R_{э3} = p^2 R_э$. Однако регулировать эквивалентное сопротивление контура изменением коэффициента включения здесь менее удобно, чем в контуре второго вида, так как это требует изменения емкости C_2 или C_1, что, кроме того, приводит к изменению резонансной частоты контура. Поэтому приходится одновременно производить регулировку как емкости C_1, так и емкости C_2, поддерживая общую емкость контура постоянной (при уменьшении емкости C_1 емкость C_2 следует увеличивать). Несмотря на этот недостаток контуры третьего вида также весьма часто используют в современных радиотехнических устройствах.

Глава третья

СВЯЗАННЫЕ КОНТУРЫ

3.1. КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ ИЗ ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

В радиоаппаратуре колебательный контур обычно связан с другими цепями, в которые передается часть энергии, поступающей в контур от внешнего источника. Часто цепь, связанная с контуром, является также колебательным контуром. Контур, колебания в котором возбуждаются внешним источником, в дальнейшем будем называть первичным, а тот, в который передается часть энергии из первичного контура, — вторичным.

Контуры могут быть связаны между собой различным образом. Например, если катушки контуров расположить близко одну к другой (рис. 3.1), то

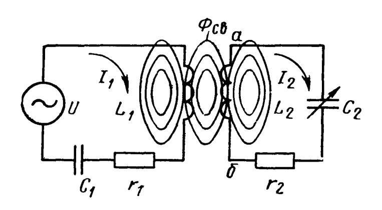


Рис. 3.1. Система из двух индуктивно связанных контуров

часть переменного магнитного потока, создаваемого током в катушке первичного контура, будет пронизывать витки катушки вторичного контура и наводить в ней переменную ЭДС, которую можно определить по закону электромагнитной индукции:

$$E_{1.2} = -w_2 \frac{\Delta \Phi_{св}}{\Delta t}, \qquad (3.1)$$

где $\Phi_{св}$ — поток связи, т. е. общий магнитный поток (мгновенное значение), пронизывающий обе катушки, а w_2 — число витков катушки вторичного контура.

Общий магнитный поток, связывающий катушки, пропорционален току в катушке первичного контура. Если ток изменяется по синусоидальному закону, то $w_2\Phi_{св}=MI_1\sin\omega t$, где M — коэффициент пропорциональности, называемый коэффициентом взаимной индукции.

Наведенная в катушке вторичного контура, ЭДС пропорциональна скорости изменения потока, поэтому в соответствии с выражением (2.4) $E_{1.2}=-M\omega I_1\sin(\omega t+90°)$. Амплитуда наведенной ЭДС

$$E_{1.2} = \omega M I_1. \qquad (3.2)$$

Величина ωM имеет размерность сопротивления и называется сопротивлением связи:

$$\omega M = X_{св}. \qquad (3.3)$$

С увеличением коэффициента взаимной индукции и, следовательно, сопротивления связи ЭДС, наводимая во вторичном контуре, возрастает. Под действием наведенной ЭДС во вторичном контуре проходит ток I_2. Этот ток, проходя через катушку L_2, создает переменный магнитный поток, часть которого пронизывает витки катушки первичного контура и наводит в ней, в свою очередь, некоторую ЭДС. Если во вторичном контуре ток сдвинут по фазе относительно наведенной ЭДС на угол φ, т. е. $i_2=I_2\sin(\omega t+90°+\varphi)$, то ЭДС, наведенная в первичном контуре, $E_{2\,1}=-\omega MI_2\sin(\omega t+180°+\varphi)$.

На рис. 3.2 изображены графики токов, напряжений и ЭДС в связанных

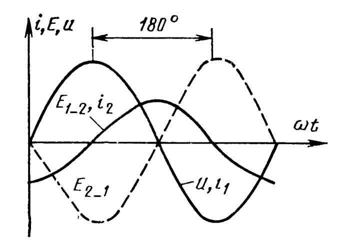


Рис. 3.2. Токи и напряжения в связанных контурах, настроенных на одну частоту

контурах, построенные для случая, когда оба контура настроены в резонанс на круговую частоту ω и угол сдвига

фаз $\varphi=0$. Из графиков видно, что в результате воздействия вторичного контура на первичный в последнем наводится ЭДС E_{21}, направленная навстречу напряжению внешнего источника u, создающего ток в первичном контуре. Это приводит к уменьшению тока в первичном контуре.

Эффект получается такой, будто в результате связи в первичном контуре увеличилось его активное сопротивление. Это объясняется тем, что энергия, подводимая от внешнего источника к первичному контуру, расходуется не только в нем, но частично передается во вторичный контур. Потребление вторичным контуром энергии из первичного эквивалентно включению в первичный контур активного сопротивления, потребляющего то же самое количество энергии, которое потребляет вторичный контур. Поэтому говорят, что в результате связи вторичный контур «вносит» в первичный некоторое сопротивление. Это приводит к уменьшению добротности и резонансного сопротивления контура.

Определим значение **вносимого сопротивления**. Ток во вторичном контуре

$$I_2=\frac{E_{1.2}}{z_2}=\frac{I_1\,\omega M}{r_2}, \tag{3.4}$$

где z_2 — полное сопротивление вторичного контура, равное при резонансе его активному сопротивлению r_2. Мощность, отбираемая вторичным контуром из первичного,

$$P_2=\frac{1}{2}I^2{}_2 r_2=\frac{1}{2}I^2{}_1\frac{(\omega M)^2}{r_2}. \tag{3.5}$$

Эта мощность как бы расходуется во внесенном в первичный контур сопротивлении Δr:

$$P_2=\frac{1}{2}I^2{}_1\,\Delta r=\frac{1}{2}I^2{}_1\frac{(\omega M)^2}{r_2}, \tag{3.6}$$

и, следовательно, вносимое сопротивление

$$\Delta r=\frac{(\omega M)^2}{r_2}=\frac{X^2{}_{\text{св}}}{r_2}. \tag{3.7}$$

Вся мощность, расходуемая внешним источником в первичном контуре,

$$P_1=\frac{1}{2}I^2{}_1(r_1+\Delta r). \tag{3.8}$$

Считая мощность, передаваемую во вторичный контур, полезной, вводят понятие **КПД первичного контура**, который показывает, какая часть подводимой к нему мощности передается во вторичный контур. Согласно формулам (3.6) и (3.8)

$$\eta_{\text{к}}=\frac{P_2}{P_1}=\frac{\Delta r}{r_1+\Delta r}=\frac{1}{1+r_1/\Delta r}. \tag{3.9}$$

Это выражение показывает, что КПД первичного контура тем больше, чем больше отношение вносимого сопротивления к собственному активному сопротивлению первичного контура. Однако это вовсе не означает, что с увеличением связи и вносимого сопротивления абсолютное значение мощности, передаваемой во вторичный контур, непрерывно возрастает. При неизменном

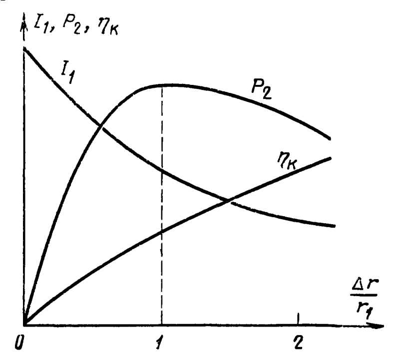


Рис. 3.3. Энергетические соотношения в системе связанных контуров в зависимости от вносимого в первичный контур сопротивления

напряжении источника ток в первичном контуре уменьшается с увеличением вносимого сопротивления (рис. 3.3):

$$I_1=\frac{U}{r_1+\Delta r}=\frac{U}{r_1}\,\frac{1}{1+\Delta r/r_1}. \tag{3.10}$$

Мощность, теряемая на вносимом сопротивлении (передаваемая во вторичный контур),

$$P_2=\frac{1}{2}I^2{}_1\,\Delta r=$$

$$=\frac{1}{2}\left(\frac{U}{r_1}\right)^2\frac{1}{(1+\Delta r/r)^2}\,\Delta r. \tag{3.11}$$

Мощность P_2, представляющая собой произведение двух величин, одна из которых непрерывно уменьшается, а другая возрастает, имеет максимум (рис. 3.3) при $\Delta r/r_1=1$. При этом мощ-

ность, передаваемая во вторичный контур,

$$P_2 = \frac{P_1}{2} = \frac{1}{8}\frac{U^2}{r_1}, \qquad (3.12)$$

а КПД первичного контура, при котором во вторичный контур передается максимальная мощность, $\eta_{к.опт} = 1/2$.

В связанных контурах, имеющих одну и ту же частоту собственных колебаний, при некоторых условиях может возникнуть резонанс не только на **частоте собственных** колебаний контуров, но и еще на двух других частотах. Действительно, при некоторой частоте, несколько меньшей частоты собственных колебаний контуров, их сопротивления имеют емкостный характер. Наведенная во вторичном контуре, ЭДС E_{12} отстает на 90° относительно тока в первичном контуре I_1 (рис. 3.4). Поскольку сопротивление вторичного контура имеет емкостный характер, то ток I_2 в нем опережает ЭДС $E_{1.2}$ на угол φ. Электродвижущая сила, наводимая в первичном контуре из вторичного, отстает относительно тока I_2 во вторичном контуре на 90°. Эту ЭДС можно разложить на две составляющие, одна из которых $E_{2\,1a}$ имеет направление, противоположное вектору тока в первом контуре, а вторая $E_{2\,1p}$ отстает от него на 90°.

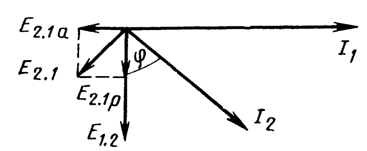


Рис. 3.4. Векторная диаграмма токов и напряжений при частоте источника ниже частоты собственных колебаний связанных контуров

Таким образом, первая составляющая стремится уменьшить ток в первом контуре, что по своему эффекту равносильно увеличению активного сопротивления контура, а вторая увеличивает ЭДС катушки, которая отстает от тока на 90° (см. § 2.2), что равносильно увеличению ее индуктивности. Поэтому говорят, что при емкостном сопротивлении вторичного контура в первичный контур вносятся активное и индуктивное сопротивления. Естественно, что они будут тем больше, чем больше связь между контурами. Если связь достаточно велика, то при некоторой расстройке контуров относительно частоты источника вносимое индуктивное сопротивление скомпенсирует собственное емкостное сопротивление контура. При этом контур представляет для источника небольшое чисто активное сопротивление, и в нем имеет место резонанс напряжений. Благодаря этому токи в первичном и вторичном контурах резко возрастают.

Нетрудно убедиться, что аналогичная картина может наблюдаться и на частоте, превышающей частоту собственных колебаний контуров. В этом случае контуры имеют сопротивление индуктивного характера. Поэтому ток I_2 во вторичном контуре отстает от наведенной ЭДС E_{12} на угол φ (рис. 3.5). Наводимая этим током, ЭДС E_{21} в первичном контуре будет иметь составляющую $E_{2\,1a}$, стремящуюся уменьшить ток в первичном контуре и равносильную по своему эффекту увеличению активного сопротивления первичного контура, а также составляющую $E_{2\,1p}$, опережающую ток на 90°, т. е. уменьшающую напряжение на конденсаторе. Такой же эффект возник бы при включении в контур последовательного конденсатора, поэтому принято говорить, что в этом случае вторичный контур вносит в первичный активное и емкостное сопротивления. Если связь достаточно велика, то при некоторой расстройке контуров относительно частоты источника индуктивное сопротивление первичного контура окажется скомпенсированным вносимым емкостным сопротивлением. Так как при этом контур представляет для источника небольшое чисто активное сопротивление, то в нем имеет место резонанс напряжений и токи в обоих контурах резко возрастают.

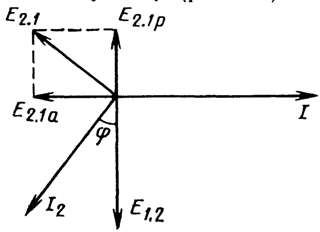


Рис. 3.5. Векторная диаграмма токов и напряжений при частоте источника, превышающей собственные частоты связанных контуров

Таким образом, оказывается, что система из двух одинаковых достаточно сильно связанных контуров обладает тремя резонансными частотами, одна из которых равна частоте их собственных колебаний, другая несколько ниже, а третья выше. Две последние резонансные частоты называют также **частотами связи**. Чем больше связь между контурами, тем больше реактивное сопротивление, вносимое из вторичного контура в первичный. Поэтому компенсация реактивных сопротивлений происходит при большей расстройке первичного контура и, следовательно, частоты связи больше отличаются от частоты собственных колебаний контуров.

При связи, меньшей некоторого значения, называемого «критическим», вносимых реактивных сопротивлений не хватает для компенсации собственных реактивных сопротивлений контуров, и резонанс имеет место только на частоте собственных колебаний контуров. Поэтому при связи меньше критической (кривая *1* на рис. 3.6) резонансная характери-

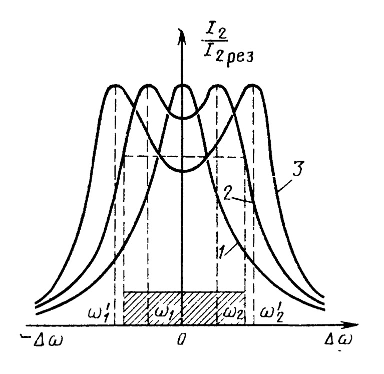


Рис. 3.6. Резонансные характеристики системы связанных контуров при различной степени связи между ними

стика напоминает характеристику одиночного контура. При связи больше критической резонансная характеристика приобретает вид двугорбой кривой, максимумы которой соответствуют частотам связи ω_1 и ω_2 (кривая *2*). При более сильной связи частоты связи ω'_1 и ω'_2 расположены еще дальше друг от друга (кривая *3*).

Найдем теперь, каким образом можно определить частоты связи. При токе I_1 в первичном контуре наведенная ЭДС во вторичном $E_{1\,2}=\omega MI_1$. Ток во вторичном контуре

$$I_2=\frac{E_{1.2}}{z_2}=\frac{\omega MI_1}{z_2}.$$

Электродвижущая сила, наведенная в первичном контуре током вторичного контура,

$$E_{2.1}=\omega MI_2=\frac{(\omega M)^2 I_1}{z_2}.$$

Сопротивление, вносимое из вторичного контура в первичный,

$$\frac{E_{2.1}}{I_1}=\frac{(\omega M)^2}{z_2}=\frac{(\omega M)^2}{r_2+jx_2}.$$

Умножив числитель и знаменатель последнего равенства на r_2-jx_2

$$\frac{E_{2.1}}{I_1}=\Delta r+j\Delta x=\frac{(\omega M)^2 r_2}{r^2_2+x^2_2}-$$

$$-j\frac{(\omega M)^2 x_2}{r^2_2+x^2_2},$$

получим формулы для определения активной и реактивной составляющих вносимого в первичный контур сопротивления:

$$\Delta r=\frac{(\omega M)^2}{r^2_2+x^2_2}r_2=\frac{X^2_{св}}{z^2_2}r_2;$$

$$\Delta x=-\frac{(\omega M)^2}{r^2_2+x^2_2}x_2=-\frac{X^2_{св}}{z^2_2}x_2.$$

При резонансе на частотах связи

$$x_1=-\Delta x=\frac{X^2_{св}}{r^2_2+x^2_2}x_2.$$

В контурах, используемых в радиотехнических схемах, обычно сопротивление потерь мало и много меньше сопротивления реактивных элементов контуров, поэтому с удовлетворительной для технических целей точностью можно считать, что $z^2_2=r^2_2+x^2_2\approx x^2_2$. Если контуры идентичны, то $x_1=x_2=x$. Тогда условие резонанса принимает следующий вид: $x=X^2_{св}/x$, откуда $x=\omega L-1/\omega C=\pm X_{св}$, или

$$\omega L\left(1-\frac{1}{\omega^2 LC}\right)=\pm X_{св}.$$

Так как $1/LC=\omega^2_0$, то $1-\omega^2_0/\omega^2=\pm M/L$. Отсюда получим формулу для определения частот связи

$$\omega_{1,2}=\frac{\omega_0}{\sqrt{1\pm M/L}}. \qquad (3.13)$$

Отношение M/L называют **коэффициентом связи**. Если числитель и знаменатель этого отношения умно-

жить на ωI_1, то окажется, что коэффициент связи выражает отношение ЭДС, наведенной во вторичном контуре, к напряжению на индуктивности первичного контура. Обозначая это отношение через k, т. е.

$$M/L = k, \tag{3.14}$$

из формулы (3.13) получим выражение для первой частоты связи, называемой нижней или медленной частотой связи:

$$\omega_1 = \omega_н = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}}, \tag{3.15}$$

и для второй, верхней или быстрой частоты связи

$$\omega_2 = \omega_в = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}. \tag{3.16}$$

Эти формулы показывают, что чем больше коэффициент связи между контурами, тем больше отличаются частоты связи от собственных частот контуров, причем нижняя частота связи лежит всегда ниже, а верхняя — выше собственной частоты контуров (рис. 3.7).

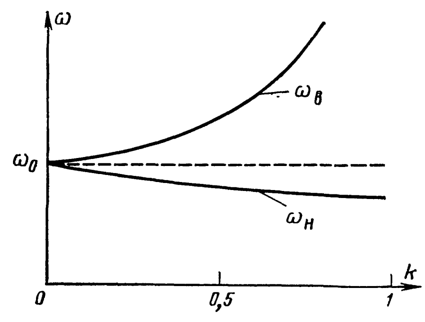


Рис. 3.7. Зависимость собственных частот системы связанных контуров от коэффициента их связи

Следует иметь в виду, что формулы (3.13)—(3.16) являются приближенными, так как они выведены в предположении, что контуры лишены потерь. При больших значениях коэффициентов связи и высокой добротности контуров эти формулы дают достаточную точность.

При частоте источника выше или ниже обеих частот связи уменьшение тока во вторичном контуре происходит быстрее, чем в одиночном контуре. Иначе говоря, избирательность системы связанных контуров, т. е. способность выделять сигналы определенных частот и подавлять сигналы иных частот, получается выше, чем у одиночных контуров. Это широко используется на практике. Ценным свойством связанных контуров является также их способность приблизительно одинаково пропускать колебания, занимающие некоторую полосу частот (заштрихованная область для кривой 2 на рис. 3.6).

На практике часто приходится иметь дело с системой двух связанных контуров с разными частотами собственных колебаний, поэтому важно знать их резонансные свойства. Прежде всего определим область, в которой будут находиться их частоты связи. Рассуждая так же, как для двух одинаковых связанных контуров, можно построить векторные диаграммы интересующей нас системы.

Легко понять, что в случае, если частота напряжения источника ниже частоты собственных колебаний обоих контуров, то векторная диаграмма системы будет иметь тот же вид, что и в случае одинаково настроенных контуров (см. рис. 3.4), и, следовательно, при достаточной связи возможен резонанс. Чем сильнее связь между контурами, тем большее компенсирующее реактивное сопротивление вносится из вторичного контура в первичный. Следовательно, тем больше отличается частота, на которой достигается резонанс, от частот собственных колебаний контуров.

Векторная диаграмма для частоты, лежащей между частотами собственных колебаний контуров, если предположить, что первичный контур настроен на более низкую частоту, будет иметь тот же вид, что и на рис. 3.4. Но первичный контур представляет теперь для источника сопротивление индуктивного характера, и реакция вторичного контура, увеличивающая это сопротивление, не может вызвать резонанса.

Аналогично можно показать, что возможен второй резонанс на частоте, более высокой, чем частоты собственных колебаний обоих контуров, и невозможен резонанс на средней частоте при частоте собственных колебаний первичного контура, более высокой, чем частота собственных колебаний вторичного.

Таким образом, система из двух неодинаковых связанных контуров может иметь две резонансные частоты (частоты связи); одна из них лежит ниже более низкой из собственных частот контуров, а другая — выше более высокой из них. Чем сильнее связь, тем больше расходятся резонансные частоты.

Расчет резонансных частот двух связанных контуров с коэффициентом

связи k_1, имеющих различные частоты собственных колебаний, позволяет построить график, изображенный на рис. 3.8. Он показывает, что с увеличением частоты вторичного контура при неизменной частоте первичного резонансные

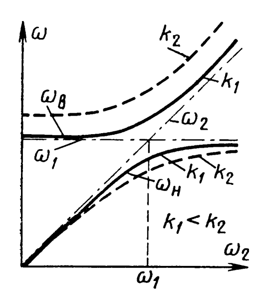


Рис. 3.8. Зависимость собственных частот связанных контуров от их настройки при различных коэффициентах связи

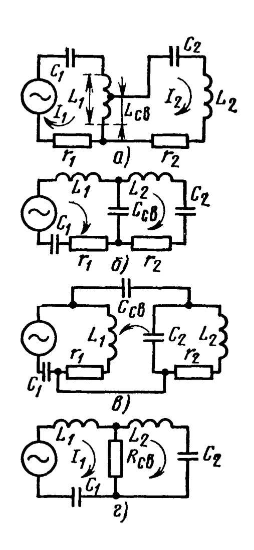


Рис. 3.9. Различные виды связи между контурами

частоты возрастают, оставаясь одна ниже частоты первичного контура, а вторая выше частоты вторичного. Если рассчитать или опытным путем снять эти же зависимости при большем коэффициенте связи k_2, то получатся аналогичные, но расположенные дальше друг от друга кривые (штриховые). Следовательно, при этом резонансные частоты будут сильнее отличаться друг от друга.

Выше были рассмотрены общие свойства связанных контуров на примере контуров, охваченных общим магнитным потоком. Эти основные закономерности распространяются на любую систему связанных контуров с той лишь разницей, что при этом несколько изменяются выражения для расчета сопротивления, коэффициента и частот связи.

На рис. 3.9,*а* изображены контуры с автотрансформаторной связью. Здесь часть напряжения с катушки L_1, создающаяся на какой-то ее части $L_{св}$, подается во вторичный контур, возбуждая в нем электрические колебания. На рис. 3.9,*б* контуры связаны с помощью конденсатора $C_{св}$, включенного в общую цепь обоих контуров (внутренняя связь). Для токов первичного контура создаются две параллельные ветви: конденсатор связи $C_{св}$ в одной и элементы L_2, C_2, r_2 в другой. Чем больше сопротивление конденсатора связи, т. е. чем меньше его емкость, тем большая доля тока первичного контура ответвляется в цепь вторичного и, значит, тем больше связь. Второй вариант емкостной связи (внешняя связь) между контурами показан на рис. 3.9,*в*. В этом случае во вторичном контуре протекает тем больший ток, чем меньше сопротивление конденсатора связи, т. е. чем больше его емкость. На рис. 3.9,*г* представлена схема с кондуктивной связью между контурами, где общим элементом в цепях обоих контуров является активное сопротивление $R_{св}$. Почти во всех этих схемах элементом связи служит общий элемент, входящий в цепи обоих контуров. Напряжение, возбуждающее вторичный контур, равно произведению сопротивления этого элемента на протекающий в нем ток. Исключение составляет схема на рис. 3.9,*в*, в которой элементом связи является конденсатор, связывающий цепи обоих контуров.

3.2. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ИЗ ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

Цель настройки системы связанных контуров обычно заключается в передаче во вторичный контур возможно большей мощности, т. е. в получении в нем максимального тока или требуемой полосы пропускания при возможно боль-

шей избирательности. Увеличения тока во вторичном контуре можно достичь несколькими способами. Например, настройкой первичного контура можно добиться резонанса на одной из частот связи, что приведет к возрастанию токов в первичном и вторичном контурах. Этот случай называют первым частным резонансом. Того же можно добиться настройкой вторичного контура. При этом резонанс получится на одной из частот связи. Такая настройка называется вторым частным резонансом.

Как в первом, так и во втором случаях связь между контурами выбирается произвольно, поэтому во вторичный контур может передаваться весьма малая мощность. Для передачи максимальной мощности во вторичный контур нужно, кроме настройки, подобрать еще наивыгоднейшую связь. Таким образом, наилучшая передача мощности из первичного контура во вторичный достигается при выполнении двух условий: реактивное сопротивление, вносимое в первичный контур, должно быть равно и противоположно по знаку его собственному реактивному сопротивлению, а активное сопротивление, вносимое в первичный контур, равно его собственному активному сопротивлению.

Принято говорить, что в отрегулированной таким образом схеме имеет место общий резонанс. Практически его получают путем нескольких повторных регулировок. Например, устанавливают слабую связь между контурами и настраивают первичный контур по максимуму тока во вторичном. Затем увеличивают связь и, повторяя настройку, замечают новое значение максимума тока во вторичном контуре. Эта операция повторяется до тех пор, пока дальнейшее увеличение связи не начнет приводить к снижению максимального значения тока во вторичном контуре. Такие же результаты могут быть получены при настройке вторичного контура и подборе оптимальной связи.

Сложность получения общего резонанса в системе связанных контуров представляет значительное неудобство. Более удобно настраивать контуры порознь в резонанс и затем подбирать наивыгоднейшую связь. В этом случае приходится производить всего три операции. Такую настройку называют получением полного резонанса в системе. Недостатком ее является необходимость в трех органах настройки.

В тех случаях, когда настройка связанных контуров производится для получения достаточно широкой полосы пропускания при резком ослаблении не входящих в нее частот, это достигается подбором наиболее выгодной связи между контурами. Иногда этого добиваются путем взаимной расстройки контуров.

Глава четвертая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

4.1. НАЗНАЧЕНИЕ ФИЛЬТРОВ

В цепях радиотехнических устройств обычно одновременно протекают токи самых различных частот: от очень высоких радиочастот до низких (звуковых) частот и даже до постоянного тока. Обычно токи некоторых из этих частот должны воздействовать на последующие элементы схемы, воздействие же токов других частот является вредным, так как нарушает нормальную работу аппаратуры. Поэтому возникает необходимость отделения токов одних частот от токов других. Эта задача решается с помощью специальных устройств, называемых электрическими фильтрами.

В зависимости от того, какие из частот пропускаются (выделяются) фильтром для передачи в последующую цепь, электрические фильтры разделяются на фильтры нижних и верхних частот. Применяются также полосовые фильтры, задачей которых является пропускание лишь токов с частотами, лежащими в пределах заданной полосы от f_1 до f_2, и заградительные фильтры, не пропускающие токи с частотами, лежащими в пределах определенной полосы частот. Фильтры нижних частот делятся на две основные группы: фильтры, предназначенные пропускать токи низких звуковых частот, и фильтры к источникам питания постоянного тока, предназначенные пропускать лишь постоянный ток.

4.2. ФИЛЬТРЫ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Отделение постоянного тока от переменных токов может быть осуществлено с помощью конденсаторов. Так, если в цепи имеется источник постоянного тока, дающий одновременно и переменный ток (рис. 4.1), а через нагрузку Н

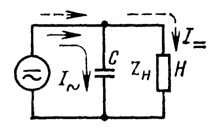


Рис. 4.1. Использование конденсатора в качестве фильтра

должен протекать только постоянный ток, то параллельно нагрузке включают конденсатор C. При достаточно большой емкости конденсатора переменный ток почти весь проходит через него и практически не проходит через нагрузку. Постоянный же ток проходит через нагрузку. Чтобы весь переменный ток проходил через конденсатор, его сопротивление переменному току должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки, т. е.

$$\frac{1}{\omega C} \ll z_{\text{н}}, \qquad (4.1)$$

поэтому емкость конденсатора нужно брать тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки, и, наоборот, с увеличением сопротивления нагрузки можно брать конденсаторы меньшей емкости. Если в цепи протекает одновременно несколько переменных токов различных частот, то конденсатор следует выбирать по самой низкой из этих частот.

При малом сопротивлении нагрузки или очень низкой частоте переменного тока требуемая емкость конденсатора может оказаться очень большой, что приводит к увеличению габаритных размеров, массы и стоимости устройства. В этом случае целесообразно включить в цепь нагрузки дроссель L с ферромагнитным сердечником, обладающий большой индуктивностью (рис. 4.2). Дроссель с обмоткой из сравнительно толстого провода имеет малое сопротивление постоянному току и очень большое сопротивление переменному. Такой фильтр из емкости и индуктивности называется Г-образным фильтром. Его можно усовершенствовать, подключив параллельно нагрузке дополнительно конденсатор C (рис. 4.3), через который должен проходить остаток переменного тока после дросселя L Г-образного фильтра. Такой фильтр называется П-образным фильтром.

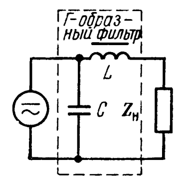


Рис. 4.2. Г-образный фильтр

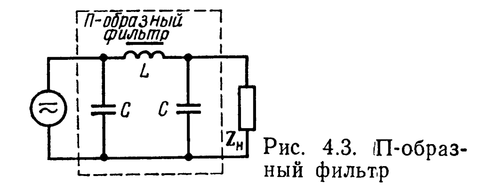


Рис. 4.3. П-образный фильтр

Продолжая таким же путем подключать дроссели и конденсаторы, можно получать все более и более сложные фильтры, которые лучше отфильтровывают переменный ток. Такие фильтры состоят из последовательного соединения нескольких Г- или П-образных звеньев. Практически увеличение числа звеньев в фильтре более трех уже не создает существенного выигрыша в фильтрации и приводит к неоправданному увеличению массы, габаритных размеров и стоимости устройства. Поэтому более сложные фильтры применяют весьма редко.

При малом внутреннем сопротивлении источника питания в качестве простейшего фильтра можно использовать только дроссель (рис. 4.4). Если сопротивление дросселя переменному току велико и $\omega L \gg z_{\text{н}}$, то переменный ток окажется незначительным, а постоянный ток, для которого сопротивление дросселя мало, может быть сравнительно большим. Для улучшения фильтрации параллельно нагрузке включают конденсатор. Такой фильтр тоже называется Г-образным, фильтрующее действие его может быть улучшено включением дополнительного дросселя в цепь нагрузки.

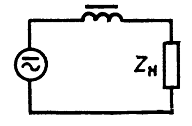


Рис. 4.4. Использование дросселя в качестве фильтра

Такой фильтр называется Т-образным фильтром (рис. 4.5).

При изменениях нагрузки П-образные фильтры позволяют получить большее постоянство напряжения, а Т-образ-

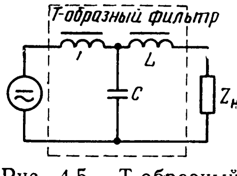


Рис. 4.5. Т-образный фильтр

ные фильтры — большее постоянство тока на выходе. Если в некоторый момент времени сопротивление нагрузки резко изменится и начнет изменяться ток, то при Т-образной схеме фильтра изменению тока в нагрузке будет препятствовать стоящий между ней и конденсатором дроссель, в котором будет индуцироваться ЭДС самоиндукции, стремящаяся поддержать ток на прежнем уровне. При резком изменении нагрузки П-образного фильтра изменение напряжения на конденсаторе происходит сравнительно медленно, и он поддерживает напряжение на нагрузке на прежнем уровне, но зато ток в нагрузке резко изменится.

К недостаткам фильтров с дросселями следует отнести большие габаритные размеры, массу и стоимость. Поэтому часто в тех случаях, когда к фильтру не предъявляется особенно жестких требований, вместо дросселей ставят резисторы (рис. 4.6). Это позво-

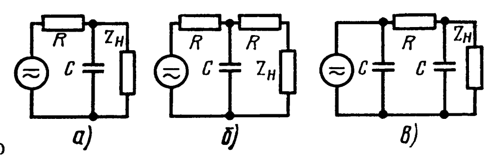


Рис. 4.6. Фильтры, составленные из конденсаторов и резисторов:
а — Г-образный; *б* — Т-образный; *в* — П-образный

ляет резко сократить габариты и стоимость фильтров. Основной недостаток таких фильтров заключается в больших потерях мощности в резисторах, поэтому их используют только в тех цепях, где протекают сравнительно небольшие токи.

4.3. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропускать токи всех частот от нулевой до некоторой частоты $f_{ср1}$, называемой частотой среза, а все токи более высоких частот задерживать. Для этой цели используют фильтры нижних частот. Их схемы не отличаются от разобранных выше схем фильтров источников питания постоянного тока; разница состоит только в значениях составляющих их емкостей, индуктивностей и сопротивлений.

Создать идеальный фильтр, абсолютно не пропускающий токов, имеющих частоту выше частоты среза, невозможно. Ослабление фильтруемых напряжений или токов оценивается отношением их амплитуд на входе к амплитудам на выходе. Однако чаще берется не само отношение, а его логарифм. Это вызвано тем, что реакция органов слуха и зрения человека, как было экспериментально установлено, оказывается пропорциональной не степени изменения раздражающего воздействия, а его логарифму. Поэтому обычно оценку усиления (или ослабления) затухания производят в децибелах:

$$\beta = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}, \qquad (4.2)$$

где P_1 — мощность на выходе; P_2 — мощность на входе; U_2 — напряжение на входе; U_1 — напряжение на выходе.

При оценке затухания по отношению напряжений учитывают, что при одинаковых сопротивлениях мощности относятся как квадраты напряжений. Поэтому в выражении (4.2) коэффициент при логарифме напряжений удваивается.

На рис. 4.7 изображен типичный график зависимости затухания, создаваемого фильтром нижних частот, от частоты подведенного к нему напряжения. Для того чтобы характеристика фильтра в возможно большей степени приближалась к идеальной, т. е. крутизна ее падающей части была наибольшей, нужно, чтобы сопротивление потерь в элементах фильтра было минимальным, число ячеек возможно большим, а со-

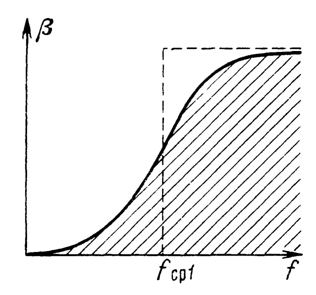


Рис. 4.7. Характеристика затухания фильтра нижних частот

противление нагрузки определенным образом связано с параметрами фильтра.

Для выяснения этих условий разобьем схему любого сложного фильтра на элементарные Г-образные ячейки, состоящие из емкости и индуктивности, т. е. из двух реактивных сопротивлений противоположного характера X_1 и X_2 (рис. 4.8). Например, при разделении

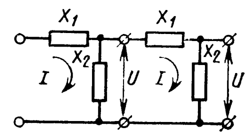


Рис. 4 8. Схема фильтра, представленного в виде цепочки Г-образных ячеек

Т-образного фильтра на две Г-образные ячейки (рис. 4.9) конденсатор C_1 рассматривают как параллельное соединение двух конденсаторов емкостью $C_1/2$, а при разделении П-образного фильтра на Г-образные ячейки (рис. 4.10) индуктивность L_1 рассматривают как последовательное соединение двух индуктивностей $L_1/2$. Процесс передачи энергии вдоль ячеек фильтра можно представить следующим образом: переменное напряжение источника на входе возбуждает ток в первой ячейке фильтра, создающей переменное напряжение на элементе X_2, т. е. на входе второй ячейки, под действием которого в ней возникает ток, и т. д.

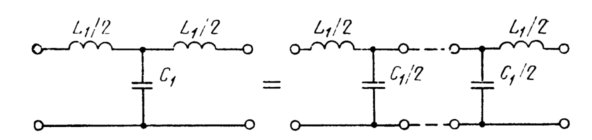


Рис 4.9. Разделение Т-образного фильтра нижних частот на две Г-образные ячейки

Если не учитывать потери и допустить, что вся энергия от входа передается на выход, то токи и напряжения во всех ячейках будут одинаковыми. При таком наивыгоднейшем режиме работы фильтр с нагрузкой представляет для источника чисто активное сопротивление (вся его энергия поглощается). Это возможно только в том случае, если нагрузка фильтра активная и в реактивных элементах противоположного характера протекают такие токи и действуют такие напряжения, при которых в них развиваются одинаковые реактивные мощности.

Пусть при выполнении данных условий токи во всех индуктивностях элементарных ячеек будут I, а напряжения на емкостях U. При этом реактивная мощность в индуктивности

$$P_{pL} = \frac{1}{2} I^2 X_L , \qquad (4.3)$$

а в емкости

$$P_{pC} = \frac{1}{2} \frac{U^2}{X_C} . \qquad (4.4)$$

Из условия $P_{pL} = P_{pC}$ можно определить, какое сопротивление будет представлять фильтр для источника питания:

Рис. 4.10. Разделение П-образного фильтра нижних частот на две Г-образные ячейки

$$R_{вх} = U/I = \sqrt{X_L X_C}. \qquad (4.5)$$

Такое же входное сопротивление должна представлять каждая следующая ячейка фильтра для предыдущей. Это сопротивление называется **волновым** или **характеристическим** сопротивлением фильтра W. Подставим в уравнение (4.5) выражения для сопротивления $X_L = \omega L_1/2$ и $X_C = 2/\omega C_1$. Тогда

$$R_{вх} = W = \sqrt{L_1/C_1}. \qquad (4.6)$$

Для того чтобы последняя ячейка работала так же, как предыдущие, необходимо, чтобы нагрузка была согласована с фильтром, т. е. чтобы она имела чисто активный характер и равнялась волновому сопротивлению фильтра:

$$R_н = \sqrt{L_1/C_1} = W. \qquad (4.7)$$

Каждая из Г-образных ячеек представляет собой последовательный контур. На резонансной частоте сопротивление емкостей равно сопротивлению индуктивностей. На более низких частотах сопротивление емкостей быстро возрастает, а сопротивление индуктивностей падает. Поэтому ток с частотой, которая ниже частоты резонанса, встречая малое сопротивление индуктивностей и большое сопротивление емкостей, проходит почти полностью по фильтру от источника к нагрузке. На частотах выше резонансной сопротивление индуктивностей увеличивается, а емкостей — падает. Поэтому ток с частотой, выше резонансной, встречая большое сопротивление индуктивностей, проходит через малое сопротивление емкостей и не достигает нагрузки.

Резонансная частота Г-образных ячеек является **частотой среза фильтра**:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1}{2}\frac{C_1}{2}}} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \qquad (4.8)$$

Из выражений (4.7), (4.8) можно определить параметры ячеек фильтра по заданным значениям частоты среза и сопротивления нагрузки:

$$L_1 = \frac{R_н}{\pi f_1}; \qquad (4.9)$$

$$C_1 = \frac{1}{\pi f_1 R_н}. \qquad (4.10)$$

Переходя обратно от элементарных Г-образных ячеек к обычным схемам фильтров, легко заключить, что в П-образных фильтрах все катушки должны иметь индуктивность L_1, конденсаторы по краям фильтра — емкость $C_1/2$, а конденсаторы, стоящие между катушками, — емкость C_1. В Т-образных фильтрах все конденсаторы должны иметь емкость C_1, катушки, стоящие по краям, — индуктивность $L_1/2$, а катушки, стоящие между конденсаторами, — индуктивность L_1.

Изменение полных сопротивлений элементов фильтра при переходе через частоту среза и, следовательно, крутизна среза характеристики фильтра будут тем меньше, чем больше сопротивления потерь элементов фильтра. Увеличение числа звеньев приводит к увеличению крутизны среза, однако при числе звеньев свыше 3—4 крутизна среза возрастает относительно мало. Отсутствие согласования фильтра с нагрузкой приводит к существенному ухудшению характеристики фильтра, как это можно видеть из примера экспериментально снятых характеристик согласованного и рассогласованного фильтров, приведенных на рис. 4.11.

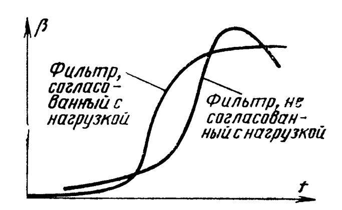


Рис. 4.11. Характеристики затухания согласованного и рассогласованного фильтров нижних частот

Вопрос об использовании Т- или П-образных фильтров обычно решается в зависимости от конкретных условий. Так, если в линии A (рис. 4.12) проте-

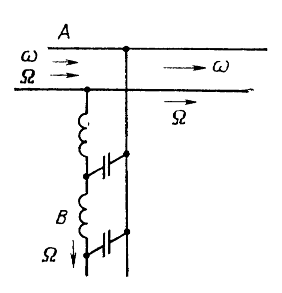


Рис. 4.12 Включение Т-образного фильтра в линию

кают ток низкой частоты Ω и ток высокой частоты ω и необходимо пропустить ток низкой частоты в линию B, не препятствуя прохождению тока высокой частоты по линии A, то можно использовать только Т-образный фильтр, так как при включении П-образного фильтра конденсатор, стоящий на его входе, создаст короткое замыкание для токов высокой частоты.

4.4. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Фильтры верхних частот должны пропускать токи всех частот выше некоторой частоты, также называемой частотой среза, и задерживать токи всех частот ниже этой частоты. Схемы таких фильтров можно получить, заменив в схемах фильтров нижних частот, выполняющих обратную задачу, элементы, плохо проводящие токи высоких частот, на хорошо проводящие, и наоборот, т. е. заменив конденсаторы на катушки индуктивности, а катушки на конденсаторы (рис. 4.13).

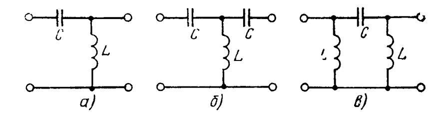


Рис. 4.13. Простейшие фильтры верхних частот:
а — Г-образный; *б* — Т-образный; *в* — П-образный

Типичная частотная характеристика затухания фильтра верхних частот приведена на рис. 4.14. Как и у фильтра

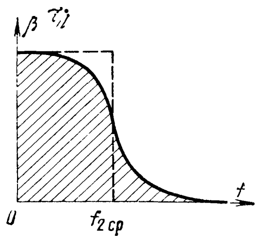


Рис. 4.14. Характеристика затухания фильтра верхних частот

нижних частот, эта характеристика тем больше приближается к идеальной, чем меньше потери в фильтре, больше число звеньев и чем лучше он согласован с нагрузкой. Волновое сопротивление фильтра определяется здесь также из условия равенства реактивной мощности в сопротивлениях противоположного характера, образующих Г-образные звенья, на которые может быть разбит весь фильтр. Например, Т-образный фильтр (рис. 4.15) и П-образный фильтр (рис. 4.16) можно считать составленными каждый из двух Г-образных звеньев, если представить дроссели L_1 составленными из двух параллельно включенных дросселей индуктивностью $2L_1$ каждый,

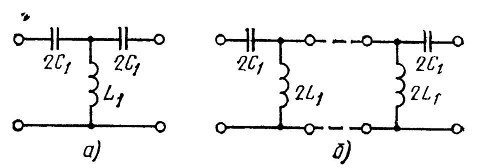
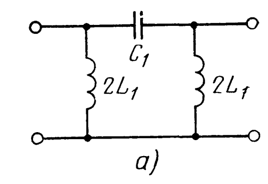


Рис. 4.15. Разделение Т-образного фильтра верхних частот (*а*) на две Г-образные ячейки (*б*)



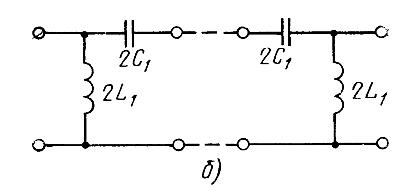


Рис. 4.16. Разделение П-образного фильтра верхних частот (*а*) на две Г-образные ячейки (*б*)

а конденсаторы C_1 — в виде последовательного соединения двух конденсаторов емкостью $2C_2$ каждый.

Используя соотношение (4.5), определим волновое сопротивление фильтра. Так как $X_C=1/2\omega C_1$ и $X_L=2\omega L_1$, то для фильтров верхних частот волновое сопротивление рассчитывается также по формуле

$$W=\sqrt{L_1/C_1}.$$

Каждая из ячеек фильтра представляет собой колебательный контур, резонансная частота которого

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_1 2C_1}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (4.11)$$

На резонансной частоте сопротивления элементов ячеек фильтра одинаковы. С увеличением частоты сопротивление емкостей быстро падает, а индуктивностей — растет. Поэтому ток с частотой, значительно больше резонансной, легко проходит от источника через конденсаторы фильтра к нагрузке, не испытывая заметного шунтирующего влияния со стороны катушек. Эквивалентное сопротивление звена имеет для тока этой частоты емкостный характер. Следовательно, фильтр будет прозрачен для частот более высоких, чем f_2. Для токов более низких частот сопротивление емкостей будет увеличиваться, а индуктивностей уменьшаться, и ток от источника будет замыкаться через катушки, не проходя к нагрузке. Это проявляется тем резче, чем больше число звеньев в фильтре и чем меньше активные потери в них. Таким образом, резонансная частота ячеек f_2 является частотой среза фильтра.

По заданной частоте среза и сопротивлению нагрузки, используя условие $R_н = W$, легко получить формулы для расчета элементов фильтра верхних частот:

$$L_1 = \frac{R_н}{4\pi f_2}; \quad (4.12)$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_2 R_н}. \quad (4.13)$$

Переходя от элементарных ячеек к обычным схемам фильтров, легко заключить, что в Т-образных фильтрах крайние конденсаторы должны иметь емкость $2C_1$, а конденсаторы, стоящие между катушками, — емкость C_1; все катушки должны иметь индуктивность L_1. В П-образных фильтрах крайние катушки должны иметь индуктивность $2L_1$, а катушки, стоящие между конденсаторами, — индуктивность L_1; все конденсаторы должны иметь емкость C_1.

4.5. ПОЛОСОВЫЕ И ЗАГРАДИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропустить в некоторую цепь токи заданной полосы частот, лежащей в пределах от f_1 до f_2. Эту задачу можно решить путем последовательного включения фильтра нижних частот, имеющего частоту среза f_2, и фильтра верхних частот с частотой среза f_1. Результирующая характеристика затухания такого составного фильтра приведена на рис. 4.17.

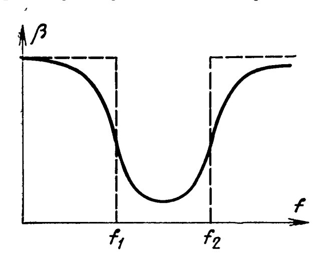


Рис. 4.17. Характеристика затухания полосового фильтра, составленного из фильтров верхних и нижних частот

Подобные полосовые фильтры можно получить как из Т-образных (рис. 4.18), так и из П-образных (рис. 4.19) фильтров. Однако чаще на практике используют в качестве элементов полосовых фильтров колебательные контуры (рис. 4.20).

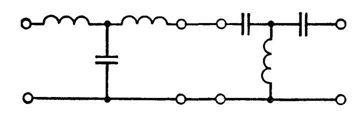


Рис. 4.18. Т-образный полосовой фильтр

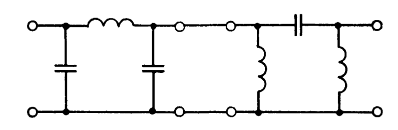


Рис. 4.19. П-образный полосовой фильтр

Для токов с частотами, близкими к резонансной частоте, последовательный контур представляет малое, а параллельный весьма большое сопротивление. Поэтому эти токи почти беспрепятственно проходят через фильтр. Для токов же, частоты которых сильно отличаются

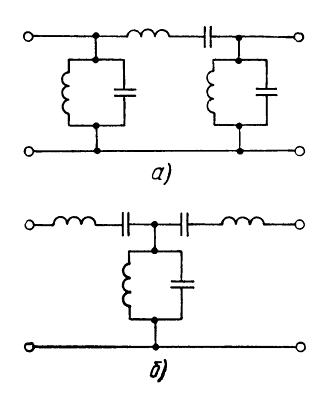


Рис. 4.20. Схемы полосовых фильтров, составленных из колебательных контуров:
а — П-образный; *б* — Т-образный

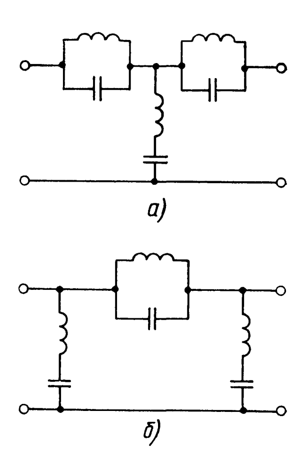


Рис. 4.21. Схемы заградительных фильтров:
а — Т-образный; *б* — П-образный

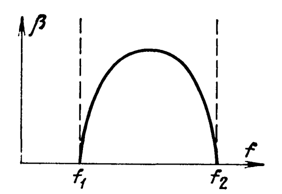


Рис. 4.22. Частотная характеристика заградительного фильтра

от резонансной, последовательный контур представляет значительное, а параллельный весьма малое реактивное сопротивление, вследствие чего токи не проходят через фильтр.

Одиночные контуры не обладают достаточно однородными свойствами в широком диапазоне частот, поэтому в тех случаях, когда важно получить особенно широкую полосу и постоянную степень передачи внутри нее, используют фильтры в виде систем связанных контуров. Широкая полоса пропускания и равномерное воздействие на пропускаемые токи обеспечивается сильной связью или расстройкой контуров одного относительно другого с использованием достаточно большого числа контуров в фильтре.

Часто приходится решать обратную задачу: не пропускать через фильтр токи определенной полосы частот. Очевидно, что такой заградительный фильтр может быть получен из полосового фильтра простой переменой мест элементов, включенных последовательно и параллельно источнику (рис. 4.21). Характеристика затухания заградительного фильтра приведена на рис. 4.22.

Глава пятая

ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

5.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В ИДЕАЛЬНЫХ БЕСКОНЕЧНО ДЛИННЫХ ЛИНИЯХ

В предыдущих главах были рассмотрены свободные и вынужденные колебания и прохождение токов в устройствах, линейные размеры которых много меньше длины волны. Это позволило считать, что тот или иной элемент устройства обтекается в данный момент одинаковым током или находится под одинаковым по его длине напряжением. Данное положение несправедливо для очень многих радиотехнических устройств, размеры которых соизмеримы с длиной волны. При этом их свойства часто проявляются с совершенно неожи-

данной стороны. Например, провода линии передачи, замкнутые на конце, могут вести себя как устройства с бесконечно большим входным сопротивлением, а разомкнутые — как короткое замыкание.

Провода линии передачи, размеры которых соизмеримы с длиной волны, принято условно называть д л и н н ы м и л и н и я м и.

Рассмотрим явления, происходящие в идеальной (т. е. лишенной потерь) системе, состоящей из двух одинаковых прямолинейных проводов неограниченной длины; такую систему называют идеальной с и м м е т р и ч н о й д в у х п р о в о д н о й л и н и е й (рис. 5.1).

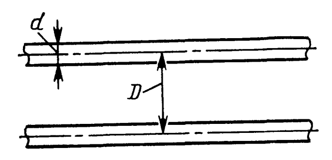


Рис. 5.1. Симметричная двухпроводная линия

До подключения источника в проводах линии тока нет. При подключении к началу линии, т. е. к ее входу, источника постоянного напряжения E (рис. 5.2) в ближайших к источнику

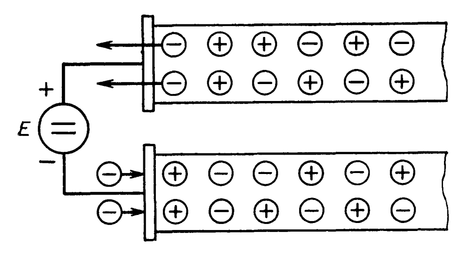


Рис. 5.2. Процессы в линии при подключении к ней источника постоянной ЭДС

участках проводов линии начинает проходить ток, так как в один из проводов поступают электроны с отрицательного полюса источника, а из другого провода электроны уходят к положительному полюсу. В результате ближайшие участки проводов линии заряжаются, между ними возникает напряжение, равное напряжению источника. Этот участок линии начинает играть роль источника напряжения для последующего участка и т. д. Таким образом, вдоль бесконечной линии от одного участка линии к другому начнет протекать ток, создающий вокруг проводов магнитное и электрическое поля между разноименными зарядами проводов. Принято говорить, что вдоль линии распространяется э л е к т р о м а г н и т н о е в о з м у щ е н и е, причем оно распространяется с очень большой, но все же конечной скоростью v, близкой к скорости света.

Не следует, однако, думать, что это означает, будто электроны, сошедшие в какой-то момент времени с зажима источника, через секунду окажутся на расстоянии 300 000 км от него. Скорость движения электронов в тысячи раз меньше, но появление их избытка в начале линии создает смещение электронов вдоль всей линии, подобно смещению звеньев единой цепочки. Как и в цепочке, следует различать скорость движения звеньев, которая может быть весьма малой, и **скорость передачи движения** (толчка) вдоль цепочки, которая может быть огромной. В линии такими «звеньями» являются электроны, а передаваемым толчком (сигналом) является изменение поля, которое и приводит в движение все электроны линии. Поэтому первопричиной движения электронов всегда следует считать распространяющиеся с огромной скоростью изменения поля.

Аналогичные явления происходят в линии при подключении к ее входу источника переменной ЭДС. Если в момент подключения линии к генератору напряжение на его зажимах максимально (рис. 5.3), то, начиная с момента времени $t=0$ (рис. 5.3,*а*), это напряжение распространяется вдоль линии и в некоторый момент времени $t=t_1$ (рис. 5.3,*б*) достигает точки, отстоящей от начала линии на расстояние $x_1=vt_1$. За это время напряжение на зажимах генератора уменьшится до u_1. Промежуточные значения напряжения на генераторе достигнут точек, расположенных между началом линии и точкой x_1. Через промежуток времени $t_2=T/4$ (где T — период напряжения генератора) первоначальное напряжение достигнет точки, удаленной от входа линии на расстояние $x_2=vT/4$, а напряжение на зажимах генератора будет равно нулю (рис. 5.3,*в*). Еще через четверть периода в момент времени $t_3=T/2$ (рис. 5.3, *г*) напряжение на зажимах генератора снова становится максимальным по амплитуде, но отрицательным по знаку. Первоначальное напряжение к этому времени достигает точки, удаленной от входа линии на расстояние $x_3=vT/2$, а напряжение, равное нулю, достигает

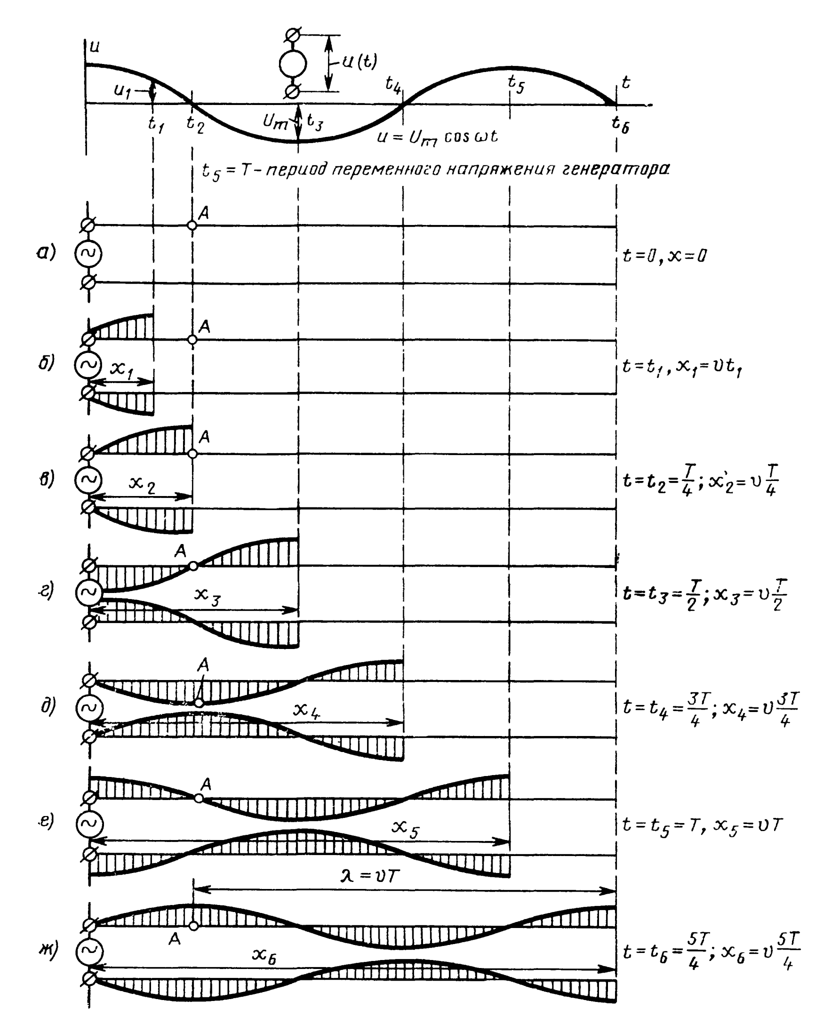


Рис. 5.3. Явления в бесконечно длинной линии при подключении ее к источнику переменной ЭДС

точки, удаленной от входа линии на расстояние x_2. Аналогичным образом можно проследить процесс для последующих моментов времени $t_4=3T/4$, $t_5=T$ и $t_6=5T/4$ (рис. 5.3,*д—ж*).

Таким образом, переменное напряжение распространяется вдоль линии, создавая переменное электрическое поле (рис. 5.4,*а*). Это переменное напряжение создает в проводах переменный ток, а последний, в свою очередь, — переменное магнитное поле вокруг проводов (рис. 5.4,*б*).

Подключение источника переменной ЭДС к бесконечной линии создает б е г у щ и е э л е к т р о м а г н и т н ы е в о л н ы, распространяющиеся вдоль линии в одном направлении. Одновременно вдоль линии распространяются волны переменного тока и напряжения. При распространении волн вдоль линии (см. рис. 5.3) значения напряжения, тока, напряженности электрического и магнитного полей на определенных расстояниях друг от друга повторяются. Расстояние между двумя ближайшими точками с одинаковыми значениями полей

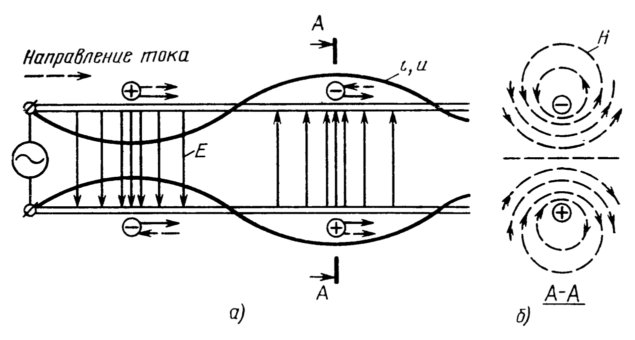


Рис. 5.4. Электрическое и магнитное поля двухпроводной линии

называют длиной электромагнитной волны в линии передачи.

Если в точке A (см. рис. 5.3) положительное максимальное значение напряжения было в момент времени t_2, то снова это значение напряжения будет в этой точке через время, равное периоду переменного напряжения источника. За это время предыдущее максимальное значение переместится на расстояние

$$\lambda = vT. \qquad (5.1)$$

Поскольку период переменного напряжения источника — величина, обратная частоте $T = 1/f$, то длина волны может быть подсчитана по формулам

$$\lambda = v/f; \qquad (5.2)$$

$$\lambda = 2\pi \frac{v}{\omega}. \qquad (5.3)$$

Волна напряжения, создаваемая генератором, приходит в различные точки провода с запаздыванием, зависящим от расстояния этих точек от входа линии. В момент времени $t=0$, когда напряжение на генераторе максимально, в точке A никакого напряжения еще нет. Оно приходит в точку A через время $t_2 = T/4$, когда на генераторе напряжение падает до нуля. Иными словами, если напряжение на генераторе изменяется по закону $u = U \cos \omega t$, то в точке, расположенной на расстоянии x от входа линии, оно будет изменяться таким же образом, но с запаздыванием на промежуток времени $\Delta t = x/v$, за который электромагнитная волна доходит до этой точки. Следовательно, напряжение в ней изменяется по закону

$$u_x = U \cos \omega \left(t - \frac{x}{v} \right). \qquad (5.4)$$

Выражение (5.4) называется уравнением бегущей волны. С его помощью можно, зафиксировав какой-нибудь момент времени t_1, найти распределение напряжения в данный момент времени вдоль линии или, зафиксировав некоторое значение координаты x, найти для данной точки зависимость напряжения от времени.

Из сказанного видно принципиальное отличие явлений в длинной линии от явлений, протекающих в катушках, конденсаторах или резисторах. Для последних характерно то, что фаза и амплитуда электрических колебаний в любых их точках одинаковы. В линиях же, размеры которых соизмеримы с длиной волны, фаза колебаний в различных точках различна. Следовательно, «длинной» в электрическом отношении следует считать линию, длина которой соизмерима с длиной волны. Обычно приходится учитывать эффект запаздывания прихода волны к концу линии, если ее длина превышает 0,1λ. Кроме того, в отличие от рассмотренных ранее систем, в которых можно было легко указать элементы, где сосредоточивается электромагнитная энергия (катушки и конденсаторы), в длинных линиях это сделать невозможно. В них по всей длине проводов запасается как электрическая, так и магнитная энергия.

Рассмотренные ранее системы принято называть системами с сосредоточенными параметрами. Длинная линия представляет собой типичный пример системы с распределенными параметрами. Каждая единица длины провода обладает некоторой индуктивностью. Кроме того, противоположные участки проводов, разделенных диэлектриком, образуют своего рода конденсаторы, обладающие

некоторой емкостью. Индуктивность L_1 и емкость C_1, приходящиеся на единицу длины линии, называются **погонными индуктивностями и емкостями**. Разбив условно всю линию на элементарные участки, можно изобразить ее эквивалентную электрическую схему в виде последовательно соединенной цепочки ячеек, состоящих из индуктивностей L_1 и включенных между проводами емкостей C_1 (рис. 5.5).

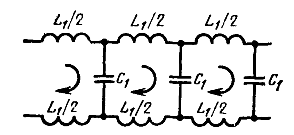


Рис. 5.5. Эквивалентная схема длинной линии

Эта эквивалентная схема позволяет выяснить целый ряд важных свойств и особенностей работы линий.

При распространении вдоль линии электромагнитной волны изменяется запас электрической и магнитной энергии в ее отдельных участках. Если за малый промежуток времени Δt волна переместилась вдоль линии на расстояние Δx (рис. 5.6), которое настолько мало,

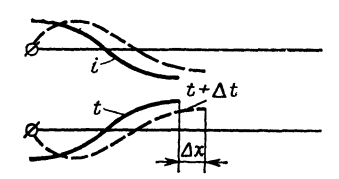


Рис. 5.6. Изменение распределения тока вдоль линии за малый отрезок времени

что ток на всем участке Δx можно считать одинаковым, то приращение магнитного потока, вызванное пришедшей волной, на этом участке будет равно индуктивности участка, умноженной на приращение тока в нем. В данном случае это приращение равно протекающему току, так как до прихода волны его в линии не было, т. е. $\Delta\Phi = L\Delta i = L_1 i \Delta x$. Это изменение потока должно создать в участке провода ЭДС самоиндукции

$$e = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = L_1 i \frac{\Delta x}{\Delta t}. \qquad (5.5)$$

(знаки ЭДС мы далее не учитываем, поскольку в обоих проводах они противоположны). Под действием этой ЭДС в распределенной емкости участка накапливается заряд $\Delta q = C_1 e \Delta x$, который приносится током i за рассматриваемый промежуток времени Δt, т. е. $\Delta q = i\Delta t$. Сравнив эти два равенства, получим

$$e = \frac{i}{C_1} \frac{\Delta t}{\Delta x}. \qquad (5.6)$$

Приравнивая теперь выражения (5.5) и (5.6), получаем $(\Delta x/\Delta t)^2 = 1/L_1C_1$, но $\Delta x/\Delta t$ — скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии. Следовательно,

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \qquad (5.7)$$

Скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии зависит от значений ее погонных емкостей и индуктивностей. Чем они больше, тем меньше скорость распространения волны. Как показывает расчет, погонная емкость в фарадах на метр симметричной двухпроводной линии может быть найдена по формуле

$$C_1 = \frac{\varepsilon}{4 \ln \frac{2D}{d}} \frac{1}{9 \cdot 10^9}, \qquad (5.8)$$

а погонная индуктивность (в генри на метр) по формуле

$$L_1 = 4\mu \ln \frac{2D}{d} 10^{-7}, \qquad (5.9)$$

где D и d — расстояние между осями проводов и диаметр провода (см. рис. 5.1), а ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, окружающей провода.

Если подставить выражения (5.8) и (5.9) в (5.7), то скорость распространения электромагнитной волны (в метрах в секунду)

$$v = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon\mu}}. \qquad (5.10)$$

В вакууме $\varepsilon = \mu = 1$ и скорость распространения электромагнитных волн составляет $3 \cdot 10^8$ м/с. Скорость распространения электромагнитных волн вдоль проводов такая же, как и в свободном пространстве, и определяется диэлектрической проницаемостью ε и магнитной проницаемостью μ среды, окружаю-

щей провода. Для проводов, разделенных воздушным промежутком, $\varepsilon \approx \mu \approx 1$ и $v \approx 3 \cdot 10^8$ м/с.

При распространении бегущей волны линия поглощает всю энергию, отдаваемую ей генератором, ничего не возвращая обратно, поэтому она представляет для генератора чисто активную нагрузку. Следовательно, ток и напряжение в линии при бегущей волне должны совпадать по фазе. В каждом из участков длинной линии в индуктивности запасается энергия магнитного поля $W_L = (L_1 \Delta x I^2)/2$, где I — амплитуда тока в линии. Одновременно в емкости запасается энергия электрического поля $W_C = (C_1 \Delta x U^2)/2$, где U — амплитуда напряжения в линии. Энергия, запасаемая индуктивностью, должна быть равна энергии, запасаемой емкостью, так как иначе линия представляла бы собой некоторую индуктивную или емкостную нагрузку для генератора. Значит, $L_1 \Delta x I^2/2 = C_1 \Delta x U^2/2$, откуда

$$U/I = Z_0 = \sqrt{L_1/C_1}. \qquad (5.11)$$

Здесь Z_0 — входное сопротивление линии при бегущей волне, называемое **волновым сопротивлением** линии (оно имеет чисто активный характер).

Входное сопротивление линии при бегущей волне одно и то же в любых ее точках, так как какие бы точки линии мы ни взяли, справа от них находится та же бесконечная линия, входное сопротивление которой равно ее волновому сопротивлению.

Распределенная емкость и индуктивность линии при воздушном заполнении зависят только от диаметра ее проводов и расстояния между ними. Следовательно, и волновое сопротивление целиком определяется конструктивными параметрами линии и не зависит от частоты генератора. Подставив выражения (5.8) и (5.9) в (5.11), получим

$$Z_0 = 276 \lg \frac{2D}{d}. \qquad (5.12)$$

Расстояние между осями проводов линии D и диаметр провода d выбирают из соображений конструктивного удобства, получения малых потерь, механической прочности и т. п. Для двухпроводных воздушных линий волновое сопротивление обычно лежит в пределах 300—800 Ом.

5.2. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ, РАЗОМКНУТЫХ НА КОНЦЕ

Для источника постоянного тока или токов низких частот линия конечной длины, разомкнутая на конце, в установившемся режиме всегда представляет собой бесконечно большое сопротивление. Для источников же высоких частот, для которых линия становится соизмеримой с длиной волны, ее сопротивление может иметь конечное и даже нулевое значение.

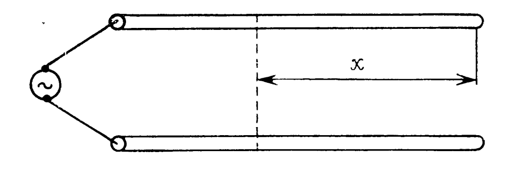


Рис. 5.7. Отрезок разомкнутой линии

При рассмотрении явлений в линии конечной длины (рис. 5.7) удобнее вести отсчет расстояний от ее конца. При подключении линии к источнику питания в ней распространяется электромагнитная волна, которую принято называть **падающей**. Поскольку все изменения напряжения на входе линии передаются вдоль нее, то, начиная с некоторого момента времени, напряжение на конце, создаваемое падающей волной, будет изменяться по закону

$$u_{x=0} = U \cos \omega t. \qquad (5.13)$$

Заряды, приходящие к концу линии, не могут идти дальше, и поэтому ток в конце линии

$$i_{x=0} = 0 \qquad (5.14)$$

несмотря на наличие напряжения на конце линии.

Такие же условия создались бы на конце линии при подключении сюда генератора, работающего навстречу падающей волне и развивающего ЭДС, амплитуда и фаза которой такие же, как у падающей волны. Действительно, при этом на заряды, находящиеся на конце, действовали бы в противоположных направлениях два одинаковых напряжения, и тока в точке с координатой $x = 0$ не было бы, несмотря на приходящие волны напряжения.

Поскольку все явления, происходящие на конце линии, со скоростью света передаются вдоль нее, то и во всей линии явления будут происходить так, как будто на ее конце включен генератор, создающий указанную выше ЭДС. Такой генератор создает в линии волну, бегущую от конца к началу и имеющую на конце такую же амплитуду и фазу, что и падающая волна. Эту волну принято называть **отраженной волной**.

Если падающая волна создает на конце напряжение, определяемое выражением (5.13), то напряжение в момент времени t в точке с координатой x будет создаваться волной, вышедшей от генератора позже на время $\Delta t = x/c$. Значит, в точке x падающая волна создает напряжение

$$u_{x\,\text{пад}} = U \cos \omega (t + x/c). \quad (5.15)$$

Одновременно в ту же точку приходит волна, отраженная от конца линии в момент времени, предшествующий моменту t на время, необходимое для прохождения пути x. Она создаст в данной точке напряжение

$$u_{x\,\text{отр}} = U \cos \omega (t - x/c). \quad (5.16)$$

Результирующее напряжение в этой точке равно сумме напряжений падающей и отраженной волн:

$$u_x = U [\cos \omega (t + x/c) + \cos \omega (t - x/c)].$$

Пользуясь известной тригонометрической формулой

$$\cos \alpha + \cos \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2},$$

получаем

$$u_x = 2U \cos \frac{\omega}{c} x \cos \omega t. \quad (5.17)$$

Так как $\omega = 2\pi/T$ и $T = \lambda/c$, то $\omega/c = 2\pi/Tc = 2\pi/\lambda$. Поэтому

$$u_x = U \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \cos \omega t. \quad (5.18)$$

Это выражение называется уравнением **стоячей волны напряжения**.

Множитель, не зависящий от времени, стоящий перед членом $\cos \omega t$, выражает амплитуду колебательного процесса. В данном случае амплитуда напряжения меняется от точки к точке. На конце линии, где $x = 0$, напряжение $U_{x=0} = 2U$, т. е амплитуда напряжения вдвое больше напряжения, создаваемого генератором, вследствие сложения падающей и отраженной волн. Принято говорить, что в точках, где амплитуда колебаний достигает максимума, находится **пучность волны**.

На расстоянии $x = 0{,}25\lambda$ от конца линии амплитуда напряжения $U_{x=0,25\lambda} = 0$, т. е. в любой момент времени в этой точке напряжение будет равно нулю вследствие взаимного уничтожения падающей и отраженной волн. Принято говорить, что в точках, где амплитуда колебаний становится минимальной, существует **узел волны**. В точке, удаленной от конца на расстояние $x = 0{,}5\lambda$, амплитуда колебаний снова равна $2U$, и через каждые полволны значения напряжений повторяются (рис 5.8). Если в режиме бегущей

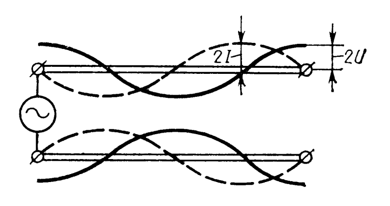


Рис. 5.8 Распределение амплитуд тока и напряжения в разомкнутой линии

волны амплитуда напряжения во всех точках линии одинакова, то в режиме стоячих волн она изменяется от точки к точке от удвоенного значения до нуля. Изменения эти следуют периодически через полволны.

Необходимо обратить внимание на то, что график, изображенный на рис. 5.8, представляет собой не мгновенные значения напряжения в отдельных точках линии, а амплитуду колебаний, происходящих в этих точках, мгновенные же значения напряжений могут быть в пределах от нуля до изображенного на рис. 5.9 амплитудного значения. На рис 5.9 приведены графики распре-

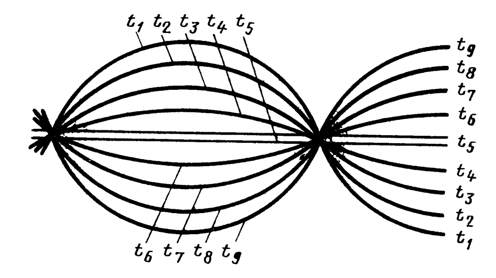


Рис. 5.9. Распределение мгновенных значений токов в разомкнутой линии в различные моменты времени

деления мгновенных значений напряжения вдоль одного провода линии в моменты времени t_1, t_2, t_3 и т. д.

Аналогичным образом можно найти распределение тока в проводах разомкнутой линии. Поскольку падающая и отраженная волны являются бегущими, то их токи совпадают по фазе с напряжениями. Поэтому на основании выражений (5.15) и (5.16) можно написать

$$\left.\begin{aligned} i_{x\,\text{пад}} &= I\cos\omega\,(t + x/c); \\ i_{x\,\text{отр}} &= I\cos\omega\,(t - x/c). \end{aligned}\right\} \quad (5.19)$$

Необходимо только учитывать, что отраженная волна напряжения создает ток, движущийся от конца линии к началу. Поэтому $i_{x\text{пад}}$ и $i_{x\text{отр}}$ проходят по линии в противоположных направлениях и

$$i_x = i_{x\,\text{пад}} - i_{x\,\text{отр}}. \quad (5.20)$$

После преобразований, аналогичных рассмотренным, получим

$$i_x = -2I\sin\frac{2\pi}{\lambda}\,x\sin\omega t =$$

$$= 2I\sin\frac{2\pi}{\lambda}\,x\cos(\omega t + 90°). \quad (5.21)$$

Из последнего выражения видно, что амплитуда тока также изменяется от точки к точке, но характер этого изменения иной, чем у напряжения. Так, на конце линии ($x=0$) ток всегда равен нулю, на расстоянии $x=0{,}25\lambda$ от конца линии амплитуда тока равна удвоенному значению тока генератора и т. д. Распределение амплитуд тока вдоль линии показано на рис. 5.8 штриховой линией. Легко видеть, что оно отличается от распределения амплитуд напряжения смещением на четверть волны. Из выражений (5.18) и (5.21) следует, что ток опережает напряжение по фазе на 90°. Это свидетельствует о реактивном характере сопротивления, которое представляет собой линия для источника, что естественно, поскольку она не поглощает энергии.

Если при наличии только бегущей волны входное сопротивление линии в любой ее точке одинаково и имеет активный характер, то при стоячей волне оно носит реактивный характер и может быть различным. Из рис. 5.8 видно, что входное сопротивление линии, равное отношению амплитуды напряжения к амплитуде тока, в различных точках линии неодинаково. Так, например, на расстоянии 0,25λ от конца линии амплитуда тока равна $2I$, а амплитуда напряжения — нулю. Следовательно, входное сопротивление здесь равно нулю. На расстоянии 0,5λ от конца линии ток равен нулю, а напряжение равно $2U$ и, следовательно, входное сопротивление линии равно бесконечности (если к какому-либо элементу подводится напряжение и оно не создает в нем тока, то это означает, что элемент обладает бесконечно большим сопротивлением). Эти значения входного сопротивления повторяются периодически через полволны. В промежуточных точках входное сопротивление может принимать любые промежуточные значения от нуля до бесконечности.

Поскольку разомкнутая линия без потерь не поглощает энергии, а только в течение некоторой части периода запасает ее, а затем возвращает обратно источнику, она представляет для генератора чисто реактивную нагрузку. Если разделить выражение (5.18) для амплитуды напряжения на выражение (5.21) для амплитуды тока и учесть, что опережение напряжения током на 90° отмечается символом $-j$, то получится входное сопротивление разомкнутой линии

$$X_{\text{вх}} = -j\,\frac{U}{I}\,\text{ctg}\,\frac{2\pi}{\lambda}\,x.$$

Учитывая, что отношение амплитуд напряжения и тока представляет собой волновое сопротивление линии,

$$X_{\text{вх}} = -j\,Z_0\,\text{ctg}\,\frac{2\pi}{\lambda}\,x. \quad (5.22)$$

Из графика зависимости входного сопротивления линии без потерь от ее длины (рис. 5.10) видно, что входное сопротивление линии может иметь лю-

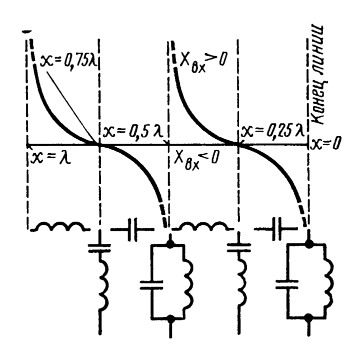


Рис. 5.10. Зависимость входного сопротивления разомкнутой линии без потерь от ее длины

бое значение от $+\infty$ до $-\infty$, т. е. в зависимости от длины линия может быть эквивалентна любой индуктивности или емкости. В тех точках, где реактивное сопротивление линии становится равным нулю или бесконечности, линия по своим свойствам подобна колебательному контуру без потерь соответственно при резонансе напряжений или токов.

По сравнению с обычным колебательным контуром линия имеет ряд существенных особенностей. Ее реактивное входное сопротивление становится равным нулю или бесконечности не на одной волне, как у обычного колебательного контура, а на бесконечной последовательности волн, целое число четвертей которых укладывается в линии, т. е. линия имеет бесконечное множество резонансных частот.

Изменяя длину линии, можно менять ее резонансную частоту, т. е. перестраивать ее с одной волны на другую. Поэтому такую линию часто называют настраиваемой. Так как распределение тока и напряжения вдоль линии при стоячей волне различно, то электрическая и магнитная энергии распределяются между различными участками линии неравномерно. У разомкнутой линии участок около ее конца обладает бо́льшим запасом электрической энергии, чем магнитной, так как напряжение между проводами велико, ток в них мал, а участок, в пределах которого амплитуда тока близка к максимальной, обладает бо́льшим запасом магнитной энергии, чем электрической. Если в линии со стоячими волнами укладывается целое число четвертей волн, то запасы электрической и магнитной энергий в ней будут одинаковыми и она будет иметь активное сопротивление. Если же такую линию несколько укоротить или удлинить, то ее входное сопротивление станет реактивным. Характер его будет определяться преобладанием тока или иного вида энергии, запасенной в отрезанном (прибавленном) участке.

5.3. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ, КОРОТКОЗАМКНУТЫХ НА КОНЦЕ

Как и в линии с разомкнутым концом, все особенности режима работы короткозамкнутой линии определяются условиями, создающимися на ее конце. Вследствие короткого замыкания проводов на конце линии здесь между ними нет разности потенциалов, т. е. $U_{x=0}=0$. На конце линии были бы те же условия, если бы вместо замыкающей перемычки был подключен генератор, создающий напряжение, равное и противофазное напряжению падающей волны. Такой генератор создавал бы в линии отраженную волну напряжения, имеющую на конце фазу, противоположную фазе падающей волны. Поэтому при определении распределения напряжения в линии следует в выражении (5.16) вместо знака плюс поставить знак минус.

Аналогично переворачивается фаза волны тока, распространяющегося в направлении, противоположном падающей волне. Поскольку изменение фазы на 180° равносильно изменению направления тока на обратное, то это означает, что токи падающей и отраженной волн совпадают по фазе, и в выражении (5.20) знак минус должен быть заменен на знак плюс. Иными словами, в случае короткого замыкания распределение тока получится таким, каким было распределение напряжения в разомкнутой линии, а распределение напряжения таким, каким было распределение тока. Поэтому, не повторяя выводов предыдущего параграфа, можно написать

$$u_x = -2U \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \omega t =$$

$$= 2U \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \cos(\omega t + 90°); \qquad (5.23)$$

$$i_x = 2I \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \cos \omega t. \qquad (5.24)$$

Сдвиг по фазе тока и напряжения на четверть периода (рис. 5.11) указывает на реактивный характер входного сопротивления линии, однако здесь в

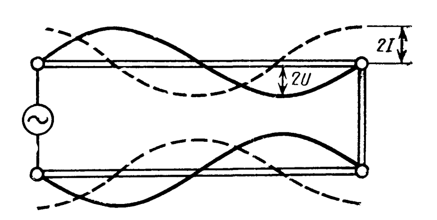


Рис. 5.11. Распределение амплитуд тока и напряжения в линии, короткозамкнутой на конце

отличие от разомкнутой линии ток отстает от напряжения на 90°, что отмечается множителем $+j$:

$$X_{вх} = j Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} x. \qquad (5.25)$$

Выражение (5.25) показывает, что линия может иметь входное сопротивление реактивного характера любого значения от $+\infty$ до $-\infty$, т. е. представлять собой любую емкость или индуктивность в зависимости от ее длины, выраженной в длинах волн x/λ и называемой электрической длиной. При длине короткозамкнутой линии 0,25λ; 0,75λ; 1,25λ и т. д. ее входное сопротивление равно бесконечности. При этом она ведет себя как идеальный параллельный контур, настроенный в резонанс. Для генератора, работающего с частотой, при которой в линии укладывается несколько больше целого нечетного числа четвертей волн, она представляет емкостное сопротивление, а для генератора, работающего с частотой, при которой в линии укладывается несколько меньше, чем целое нечетное число четвертей волн, — индуктивное. При длине линии 0,5λ; 1λ; 1,5λ и т. д. ее входное сопротивление равно нулю, и линия ведет себя аналогично идеальному последовательному контуру, настроенному в резонанс. Сопротивление ее генератору, создающему колебания с частотой меньше резонансной, имеет емкостный, а сопротивление генератору, частота которого больше резонансной, — индуктивный характер.

На графике зависимости входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины (рис. 5.12) указаны области, в которых линия эквивалентна последовательному или параллельному контуру, емкости или индуктивности. Сравнение рис. 5.10 и 5.12 показывает, что короткозамкнутые и разомкнутые линии взаимозаменяемы. Их входные сопротивления одинаковы, если длина одной из них больше или меньше другой на четверть длины волны.

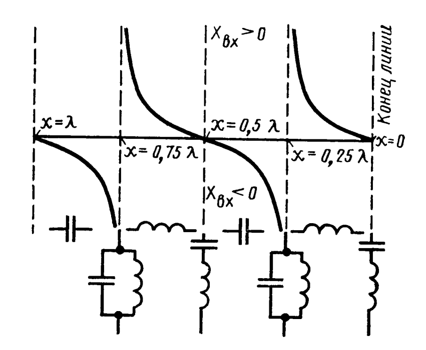


Рис. 5.12. Зависимость входного сопротивления линии, короткозамкнутой на конце, от ее длины

5.4. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, ЗАМКНУТЫХ НА КОНЦЕ НА РЕАКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Если подключить к концу разомкнутой линии емкость или индуктивность, то из-за отсутствия потерь энергии на конце линии в ней установятся стоячие волны, а ее входное сопротивление будет иметь чисто реактивный характер. В линии при этом изменится только распределение амплитуд стоячих волн. Если на конце разомкнутой линии ток всегда был равен нулю, то теперь этого не будет, так как через емкость или индуктивность, на которые нагружена линия, будет течь некоторый ток.

Для выяснения характера распределения стоячих волн при нагрузке линии на реактивное сопротивление удобно заменить включенную на конце нагрузку соответствующим отрезком разомкнутой линии. Из графиков, приведенных на рис. 5.10, найдем длину эквивалентного отрезка линии, реактивное сопротивление которого равно сопротивлению нагрузки, и присоединим его мысленно к концу линии вместо нагрузки. На получившейся удлиненной разомкнутой линии строим распределение токов и напряжений. Та часть графика, которая расположится на реальном участке, и будет представлять новое распределение стоячих волн в линии.

Рассмотрим сначала случай, когда на конце линии включена емкость (рис. 5.13). Вследствие того, что включение емкости эквивалентно удлинению разомкнутой линии на величину менее 0,25λ, первый от конца узел напряжения (или максимум тока) приблизится к концу линии, но будет находиться перед ним. Таким образом, в конце линии находятся нисходящая часть кривой напряжения (если идти по направлению к началу линии) и восходящая часть кривой тока.

При индуктивной нагрузке эквивалентное удлинение больше 0,25λ, и узел

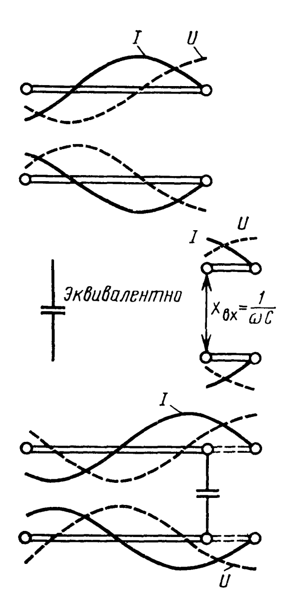


Рис. 5.13. Распределение амплитуд тока и напряжения вдоль линии, нагруженной на емкость

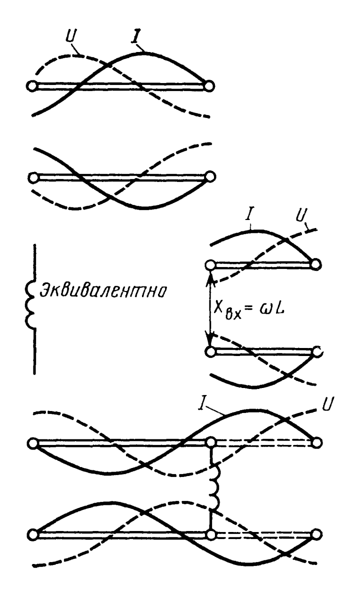


Рис. 5.14. Распределение амплитуд напряжения и тока в линии, нагруженной на индуктивность

напряжения сместится на конец линии. Поэтому в конце линии окажутся восходящая часть кривой напряжения и нисходящая часть кривой тока (рис. 5.14).

Зная распределение тока и напряжения вдоль линии, а также ее волновое сопротивление, можно определить номинал и характер нагрузки, включенной на конце.

5.5. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, НАГРУЖЕННЫХ НА АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

В тех случаях, когда длинная линия используется для передачи высокочастотной энергии, нагрузку, включаемую на ее конце, следует подбирать так, чтобы она полностью поглощала энергию, приносимую падающей волной, и не создавала в линии отраженной волны Для этого необходимо, чтобы нагрузка имела чисто активный характер. Сопротивление нагрузки можно определить из рассмотрения явлений в бесконечно длинной линии, проведенного в § 5.1. Входное сопротивление бесконечной линии равно ее волновому сопротивлению. Следовательно, если разрезать такую линию и заменить ее бесконечно длинную часть активным сопротивлением, равным волновому сопротивлению (рис. 5.15), то явления в оставшейся части линии конечной длины не изменятся, т. е. в ней будут распространяться бегущие волны, энергия которых полностью поглотится нагрузкой. Такую линию называют с о г л а с о в а н н о й с

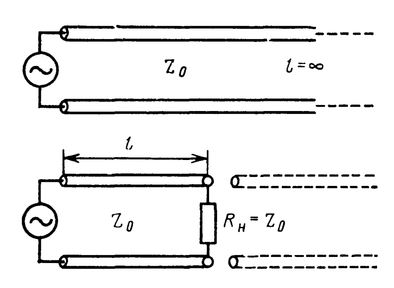


Рис. 5.15. Замена бесконечной линии активным сопротивлением, равным ее волновому сопротивлению

нагрузкой. При любых других сопротивлениях нагрузки часть энергии не будет поглощаться и в линии возникнут отраженные волны.

При амплитуде падающей волны напряжения $U_{пад}$ амплитуда падающей волны тока во всех точках линии равна

$$I_{пад} = U_{пад}/Z_0. \qquad (5.26)$$

На конце линии падающая волна напряжения создает ток

$$I_н = U_{пад}/R_н. \qquad (5.27)$$

Такой ток мог бы проходить на конце линии, если бы к нему был присоединен генератор переменного тока (рис. 5.16), создающий ток, равный разности

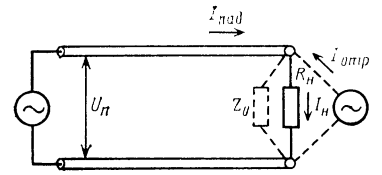


Рис. 5.16. Линия, нагруженная на произвольное активное сопротивление

токов падающей волны и тока $I_н$ на конце линии:

$$I_{отр} = I_н - I_{пад} = \frac{U_{пад}(Z_0 - R_н)}{R_н Z_0}. \qquad (5.28)$$

Этот генератор создал бы в линии волну тока и напряжения, распространяющуюся от конца линии к ее началу, т. е. отраженную волну. Для такого генератора нагрузкой $R_{общ}$ служит параллельное соединение сопротивления, включенного на конце, и входного сопротивления линии, которое, если нет отражений от начала, равно волновому сопротивлению линии. Следовательно,

$$\frac{1}{R_{общ}} = \frac{1}{R_н} + \frac{1}{Z_0}, \qquad (5.29)$$

откуда сопротивление нагрузки для генератора, включенного на конце,

$$R_{общ} = \frac{R_н Z_0}{R_н + Z_0}. \qquad (5.30)$$

Поэтому амплитуда напряжения, создаваемого этим генератором на конце линии, т. е. напряжения отраженной волны,

$$U_{отр} = I_{отр} R_{общ} = I_{отр} \frac{R_н Z_0}{R_н + Z_0}. \qquad (5.31)$$

Из выражений (5.28), (5.30) и (5.31) получаем

$$U_{отр} = U_{пад} \frac{Z_0 - R_н}{Z_0 + R_н}.$$

Отсюда можно определить **коэффициент отражения** в линии

$$p = \frac{U_{отр}}{U_{пад}} = \frac{Z_0 - R_н}{Z_0 + R_н}. \qquad (5.32)$$

Если на конце линии включено сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, то ток $I_н = I_{пад}$, ток $I_{отр} = 0$, отражение в линии отсутствует и согласно формуле (5.32) коэффициент отражения равен нулю. В тех же случаях, когда сопротивление на конце линии больше ее волнового сопротивления, через него протекает ток $I_н < I_{пад}$ и, следовательно, ток кажущегося генератора на конце линии должен вычитаться из тока падающей волны, т. е. должен иметь противоположную фазу. Поэтому на конце возникает узел тока.

Знак напряжения отраженной волны всегда противоположен знаку ее тока. Действительно, если положительная полуволна напряжения падающей волны заставляет заряды в верхнем проводе двигаться к нагрузке, то положительная полуволна напряжения отраженной волны перемещает их к началу линии, т. е. в отрицательном направлении (рис. 5.17). Таким образом, на конце будет создаваться пучность напряжения.

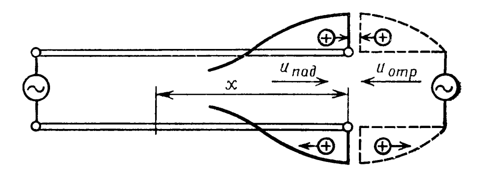


Рис. 5.17. Падающая и отраженная волны напряжения, вызывающие перемещение зарядов в противоположных направлениях

Если сопротивление нагрузки на конце линии меньше ее волнового сопротивления, то $I_н > I_{пад}$ и ток кажущегося генератора на конце линии увеличивает ток падающей волны, что происходит, когда их фазы совпадают. Поэтому в данном случае на конце линии будет пучность тока и, следовательно, узел напряжения. Узлы чередуются с пучностями через каждые четверть волны, поскольку падающая волна на этом расстоянии увеличивает фазу на $\pi/2$, а отраженная волна на столько же ее

уменьшает (или наоборот). Поэтому на расстояниях в четверть волны друг от друга сложение волн будет сменяться их вычитанием.

В отличие от случая реактивной нагрузки при активной нагрузке часть энергии всегда поглощается нагрузкой и в линии, кроме стоячих волн, присутствуют бегущие волны, переносящие эту энергию. Поэтому амплитуды токов и напряжений никогда не будут достигать в пучностях удвоенного, а в узлах нулевого значения амплитуды бегущей волны (за исключением двух крайних случаев, когда $R_н=0$ и $R_н=\infty$, которые соответствуют рассмотренным ранее случаям короткого замыкания линии и линии, разомкнутой на конце).

Чем ближе сопротивление нагрузки к волновому сопротивлению линии, тем меньше отражение от конца, меньше амплитуда стоячих волн и больше амплитуда бегущей волны, т. е. тем лучше согласование линии с нагрузкой. Это можно проследить по серии графиков распределения напряжения в линии при различных значениях сопротивления нагрузки (рис. 5.18).

Распределение напряжения или тока в линии со стоячими и бегущими волнами принято характеризовать **коэффициентом бегущей волны**, равным отношению напряжений или токов в узле и пучности:

$$k = U_{мин}/U_{макс} = I_{мин}/I_{макс}.$$

В случае бегущих волн $k=1$, а в случае стоячих волн $k=0$. Коэффициент бегущей волны характеризует степень рассогласования линии с нагрузкой. Поскольку узел возникает там, где отраженная волна вычитается из падающей, а пучность там, где они складываются, то $U_{макс}=U_{пад}+U_{отр}$, а $U_{мин}=U_{пад}-U_{отр}$. Поэтому коэффициент бегущей волны (сокращенно КБВ):

$$k=\frac{U_{пад}-U_{отр}}{U_{пад}+U_{отр}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $U_{пад}$, получим

$$k=\frac{1-U_{отр}/U_{пад}}{1+U_{отр}/U_{пад}}=\frac{1-p}{1+p}.$$

Подставим теперь сюда выражение для коэффициента отражения

$$p=\frac{Z_0-R_н}{Z_0+R_н}.$$

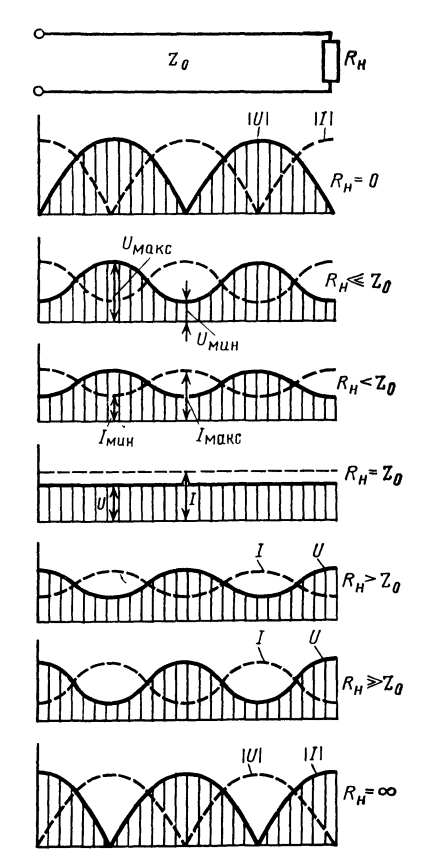


Рис. 5.18. Распределение амплитуд тока и напряжения в линии, нагруженной на активные сопротивления различного значения

Тогда

$$k = R_н/Z_0.$$

Из формулы (5.32) видно, что при $R_н>Z_0$ коэффициент отражения становится отрицательным. Это означает изменение фазы отраженной волны на обратную (по сравнению со случаем, когда $Z_0<R_н$). При этом

$$p=\frac{R_н-Z_0}{R_н+Z_0}.$$

Подставляя эти равенства в общее выражение коэффициента бегущей волны, получаем для случая, когда $Z_0<R_н$,

$$k = Z_0/R_н.$$

Следовательно, по значению коэффициента бегущей волны можно судить

о том, во сколько раз сопротивление нагрузки больше или меньше волнового сопротивления линии. Определив коэффициент бегущей волны экспериментальным путем, легко ответить на вопрос, во сколько раз нужно изменить сопротивление нагрузки или волновое сопротивление линии для того, чтобы получить полное согласование.

На практике часто пользуются обратной величиной

$$\frac{1}{k} = U_{\text{макс}}/U_{\text{мин}},$$

называемой **коэффициентом стоячей волны напряжения** (сокращенно КСВН).

Так как условие согласования линии с нагрузкой состоит в том, что последняя должна иметь чисто активный характер и быть равной волновому сопротивлению линии, то можно соединить две линии, не создавая в месте соединения отражений энергии, если их волновые сопротивления одинаковы. К линии, также не создавая отражения, можно присоединить на конце две другие линии, если волновые сопротивления каждой из присоединяемых линий в два раза больше волнового сопротивления основной линии.

5.6. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, НАГРУЖЕННЫХ НА КОМПЛЕКСНЫЕ НАГРУЗКИ

В общем случае, когда на конце линии включена смешанная нагрузка, состоящая из активного и реактивного сопротивлений, часть энергии поглощается в ней, а часть отражается, и в линии одновременно существуют стоячие и бегущие волны, а ее входное сопротивление имеет как активную, так и реактивную составляющие.

При наличии отражения ток в произвольной точке линии, отстоящей на расстояние x от ее конца, представляет собой сумму токов падающей и отраженной волн:

$$i_x = i_{x\,\text{пад}} + i_{x\,\text{отр}} = I_{\text{пад}} \cos \omega (t + x/c) + I_{\text{отр}} \cos [\omega (t - x/c) \pm \varphi], \quad (5.33)$$

где φ — угол дополнительного сдвига фаз, вызванный отражением волн от комплексной нагрузки.

Вследствие того, что отражается только часть энергии падающей волны, амплитуда отраженной волны составляет некоторую долю от амплитуды падающей волны:

$$I_{\text{отр}} = p\, I_{\text{пад}}. \quad (5.34)$$

Множитель p (коэффициент отражения) выражает отношение амплитуды отраженной волны к амплитуде падающей.

Поскольку падающая и отраженная волны являются бегущими, то линия представляет для них сопротивление, равное волновому. Поэтому напряжение, создаваемое током падающей волны,

$$u_{x\,\text{пад}} = Z_0\, i_{x\,\text{пад}} = Z_0\, I_{\text{пад}} \cos \omega (t + x/c),$$

Знак напряжения, создаваемого током отраженной волны, как было показано в предыдущем параграфе, всегда противоположен знаку тока. Поэтому

$$u_{x\,\text{отр}} = -Z_0\, i_{x\,\text{отр}} = -Z_0\, I_{\text{отр}} \cos [\omega (t - x/c) \pm \varphi]$$

и результирующее напряжение в произвольной точке линии

$$u_x = u_{x\,\text{пад}} + u_{x\,\text{отр}} = Z_0 \{I_{\text{пад}} \cos \omega (t + x/c) - I_{\text{пад}} \cos [\omega (t - x/c) \pm \varphi]\}. \quad (5.35)$$

Выражения (5.33) и (5.35) позволяют найти отношение напряжения к току в точке x:

$$\frac{u_x}{i_x} = Z_0 \frac{I_{\text{пад}} \cos \omega (t + x/c) - I_{\text{отр}} \cos [\omega (t - x/c) \pm \varphi]}{I_{\text{пад}} \cos \omega (t + x/c) + I_{\text{огр}} \cos [\omega (t - x/c) \pm \varphi]}. \quad (5.36)$$

В качестве примера рассмотрим случай нагрузки четвертьволновой линии на чисто активное сопротивление. Подставляя в общее выражение (5.36) $x = 0{,}25\lambda$ и $\varphi = 0$, получаем

$$\frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = Z_0 \frac{I_{\text{пад}} \cos \omega (t + T/4) - {}_{\text{отр}} \cos \omega (t - T/4)}{I_{\text{пад}} \cos \omega (t + T/4) + I_{\text{отр}} \cos \omega (t - T/4)}.$$

Так как $\cos(\omega t + 90°) = -\sin \omega t$ и $\cos(\omega t - 90°) = \sin \omega t$, то после сокращения числителя и знаменателя на $\sin \omega t$ найдем, что

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 \frac{I_{\text{пад}} + I_{\text{отр}}}{I_{\text{пад}} - I_{\text{отр}}} = \frac{1 - p}{1 + p}. \quad (5\,37)$$

Подставив затем значение коэффициента отражения из формулы (5.32), получим

$$Z_{вх} = R_{вх} = Z^2_0/R_н. \qquad (5.38)$$

Равенство (5.36) справедливо для любой точки линии и в любой момент времени. Напишем его для момента времени $t=0$ для конца линии, т. е. при $x=0$, где входное сопротивление должно равняться сопротивлению ее нагрузки:

$$Z_{x=0} = Z_н = Z_0 \frac{I_{пад} - I_{отр} \cos \varphi}{I_{пад} + I_{отр} \cos \varphi}.$$

Отсюда относительное сопротивление нагрузки

$$\frac{Z_н}{Z_0} = \frac{I_{пад} - I_{отр} \cos \varphi}{I_{пад} + I_{отр} \cos \varphi} = \frac{1 - p \cos \varphi}{1 + p \cos \varphi}. \qquad (5.39)$$

Вычитая единицу из обеих частей равенства, получаем

$$\frac{Z_н}{Z_0} - 1 = \frac{-2p \cos \varphi}{1 + p \cos \varphi},$$

а прибавляя единицу к обеим частям равенства, имеем

$$\frac{Z_н}{Z_0} + 1 = \frac{2}{1 + p \cos \varphi}.$$

Разделив последние два равенства друг на друга, найдем

$$\frac{Z_н - Z_0}{Z_н + Z_0} = -p \cos \varphi. \qquad (5.40)$$

Полученная формула связывает коэффициент отражения с сопротивлением нагрузки. Поскольку волновое сопротивление линии имеет чисто активный характер, то коэффициент отражения может быть равен нулю только в том случае, если сопротивление нагрузки также имеет чисто активный характер и равно волновому сопротивлению.

5.7. РЕАЛЬНЫЕ ЛИНИИ С ПОТЕРЯМИ ЭНЕРГИИ

До сих пор мы рассматривали только идеальные линии, считая, что тепловые потери и утечки в них отсутствуют. Реальные линии по своим свойствам близки к идеальным. На практике чаще всего пользуются для расчета формулами, выведенными для идеальных линий. При этом результаты расчета тем точнее, чем короче линия, больше диаметр проводов и лучше изоляция. Однако в некоторых случаях пренебрежение потерями в линии приводит к значительным ошибкам.

При бегущих волнах потери приводят к постоянному уменьшению амплитуд тока и напряжения вдоль линии. При наличии в линии стоячих волн амплитуда напряжения и ток на отдельных ее участках резко возрастают, что приводит к значительному увеличению потерь в проводах линии (на нагрев проводов, из-за утечек тока через изоляторы, потерь в диэлектрике и др.). В результате КПД линии значительно снижается. Поэтому для передачи энергии всегда желательно иметь линию с возможно большим коэффициентом бегущей волны.

Наличие потерь приводит к тому, что входное сопротивление линии, помимо реактивной составляющей, всегда имеет еще и активную. Поэтому при резонансе напряжений, как и у колебательных систем с сосредоточенными постоянными, входное сопротивление линии не равно нулю, а при резонансе токов оно не становится бесконечно большим.

Сравнение графика зависимостей входного сопротивления разомкнутой (рис. 5.19,*а*) линии с потерями от ее длины с графиками для идеальных линий (см. рис. 5.10 и 5.12) показывает, что в результате потерь в линии, во-первых, ее входное сопротивление имеет активную составляющую, которая при резонансе напряжений возрастает, а при резонансе токов уменьшается с увеличением длины линии, причем резонансная характеристика линии становится менее острой. Во-вторых, закон изменения реактивной составляющей входного сопротивления линии мало отличается от изменения реактивной составляющей входного сопротивления идеальной линии, за исключением области непосредственно вблизи резонанса; в этой области реактивное сопротивление не стремится к бесконечности, а резко падает до нуля и затем так же резко возрастает, меняя свой знак (при резонансе реактивное сопротивление линии всегда равно нулю). Следовательно, за исключением указанной области, около резонанса для расчета реактивной части входного сопротивления линии можно пользоваться формулами (5.22) или (5.25) для идеальной линии.

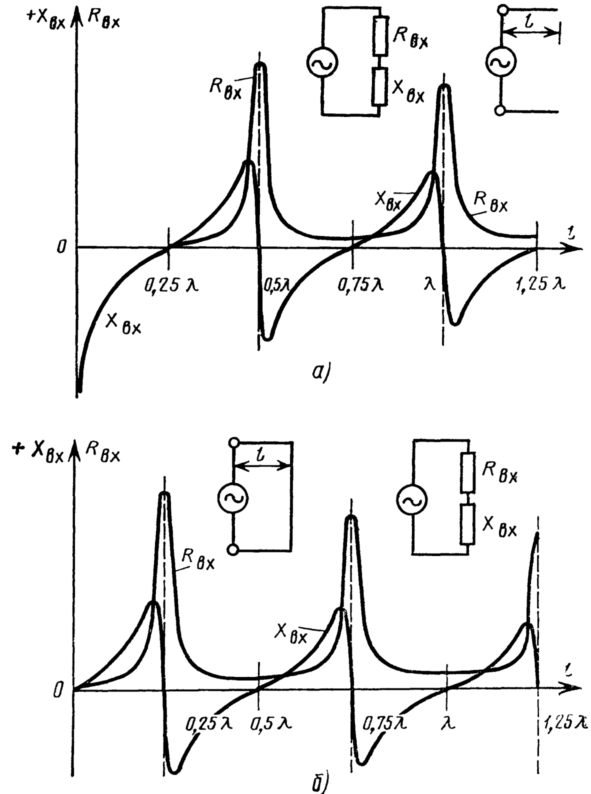


Рис. 5.19. Зависимость активной и реактивной составляющих входного сопротивления разомкнутой (*а*) и короткозамкнутой (*б*) линии с потерями от их длины

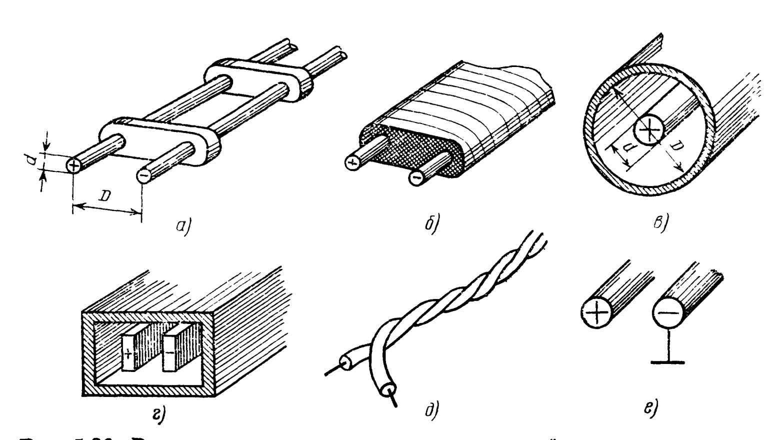


Рис. 5.20. Различные конструкции длинных линий

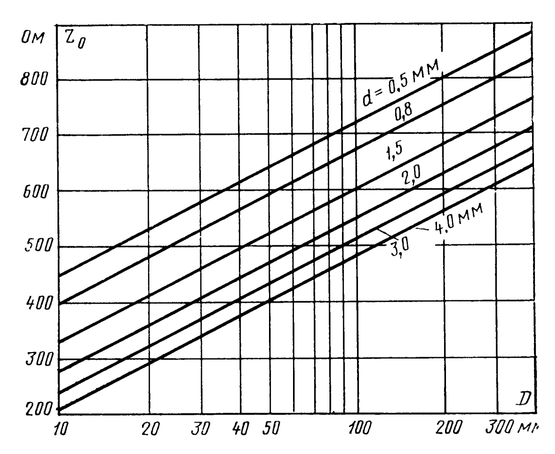


Рис. 5.21. График для расчета волновых сопротивлений двухпроводных симметричных воздушных линий

Необходимо отметить, что при резонансе токов входное сопротивление линии в сотни, а иногда и в тысячи раз больше входного сопротивления линии при резонансе напряжений. Поэтому нагрузка источника, питающего линию, с изменением волны может резко изменяться

Существует множество различных конструкций фидерных линий (рис. 5.20). На рис. 5.20,*а* показана двухпроводная симметричная воздушная линия. Диаметр ее проводов и расстояние между ними выбирают в зависимости от мощности источника, к которому она подключается, и требуемого волнового сопротивления, которое для линий такого вида практически удается получить в пределах 300—800 Ом. Расчет волнового сопротивления Z_0 такой линии в зависимости от расстояния между проводами D при заданном их диаметре d проводят по графику, приведенному на рис. 5.21. Желательно, чтобы провода линии были покрыты эмалью для предохранения их от коррозии. Эти линии просты и применяются на волнах вплоть до метрового диапазона.

На работу открытых линий значительное влияние оказывают климатические условия. При большой влажности или обледенении потери возрастают в несколько раз Однако даже в самых неблагоприятных случаях потери при режиме бегущей волны оказываются весьма малыми и практически их можно не учитывать. При работе двухпроводной воздушной линии в режиме стоячих волн потери энергии возрастают по сравнению с режимом бегущей волны иногда более чем в 5 раз. Поэтому, если длина линии составляет несколько длин волн, приходится учитывать потери.

Реже встречаются двухпроводные линии, провода которых проходят в диэлектрике (рис. 5.20,*б*). Подобные линии обычно обладают волновым сопротивлением 50—300 Ом, что очень удобно для согласования их с целым рядом антенн. Преимуществом таких линий является также то, что они не подвержены влиянию климатических условий и удобны для монтажа; их основной недостаток — большое затухание вследствие значительных диэлектрических потерь в изоляции.

Наиболее распространенной несимметричной линией является коаксиальный кабель (рис. 5.20,*в*). В нем один провод помещен внутри второго, выполненного обычно в виде гибкой металлической оплетки. Напряжение от источника подводится к внешнему и внутреннему проводам кабеля. Электромагнитное поле здесь ограничено пространством внутри кабеля благодаря экранирующему действию внешнего провода, что является существенным преимуществом коаксиальной линии. Внешний провод кабеля может быть заземлен.

Основной недостаток коаксиальных кабелей заключается в том, что они имеют большие потери в диэлектрике. Наименьшие потери имеют коаксиальные кабели с чешуйчатыми керамическими

изоляторами или диэлектрическими шайбами, располагаемыми на некотором расстоянии друг от друга.

Волновое сопротивление коаксиальной линии

$$Z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (5.41)$$

где D — внутренний диаметр внешнего провода, а d — диаметр внутреннего провода.

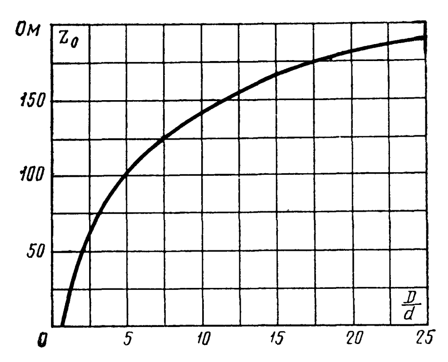


Рис. 5.22. График для определения волнового сопротивления коаксиальных линий с воздушным диэлектриком

Расчет волнового сопротивления коаксиальной линии проводят по графику, представленному на рис. 5.22. Стандартные кабели, выпускаемые промышленностью, имеют волновое сопротивление 40—150 Ом.

Для передачи большой мощности двухпроводная линия часто выполняется в виде двух широких лент, помещенных в сплошной металлический экран (рис. 5.20,*г*). Для передачи сравнительно небольшой мощности часто применяют шнуры, свитые из двух гибких проводов в пластиковой изоляции (рис. 5.20,*д*). Волновое сопротивление такого шнура обычно лежит в пределах 50—80 Ом. Однако такая линия обладает большими диэлектрическими потерями.

В ряде случаев удобно второй провод линии прокладывать в земле (рис. 5.20,*е*) или просто использовать землю в качестве второго провода. Линия при этом становится несимметричной. Следует, однако, иметь в виду, что удобство прокладки и экономия провода такой линии всегда сопряжены с ростом потерь.

В тех случаях, когда требуется уменьшить волновое сопротивление ли-

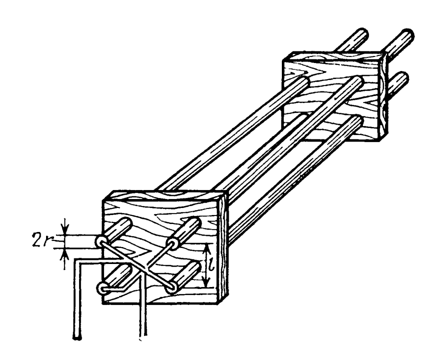


Рис. 5.23. Четырехпроводная линия

нии, используют линию, состоящую из двух двухпроводных линий, соединенных параллельно (рис. 5.23). Параллельно соединяют провода, расположенные по диагонали. Эта мера позволяет сохранять симметрию всей системы, так как при этом емкости обеих пар проводов относительно земли одинаковы. Жесткость всей конструкции придается рамочными изоляторами, которые располагаются на расстоянии 1,5—2 м один от другого.

Выбор того или иного типа линии зависит в первую очередь от ее назначения, диапазона частот и передаваемой по ней мощности. Коаксиальные линии используются вплоть до волн порядка 10 см. При меньшей длине волны потери в линии настолько возрастают, что применение ее в ряде случаев становится нецелесообразным.

На более коротких волнах применяют волноводы — полые металлические трубы прямоугольного или круглого се-

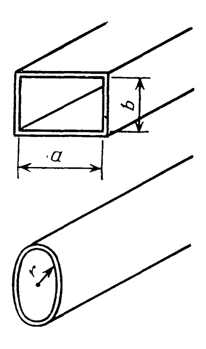


Рис. 5.24. Прямоугольный и круглый волноводы

чения (рис. 5.24). Принцип их работы может быть пояснен следующим образом. Если сделать для уменьшения потерь симметричную двухпроводную линию из проводов в виде широких лент (рис. 5.25), то можно, не нарушая режима ее работы, соединить провода отрезком четвертьволновой короткозамкнутой линии, имеющей бесконечно большое входное сопротивление. Если увеличивать число таких отрезков и располагать их с двух сторон линии, то в конце концов они сольются в сплошную металлическую трубу. Основными токопроводящими поверхностями будут широкие стенки трубы, по которым токи будут протекать в противоположных направлениях. Из-за отсутствия крепящих изоляторов в трубах и большой поверхности проводников потери в волноводах весьма малы.

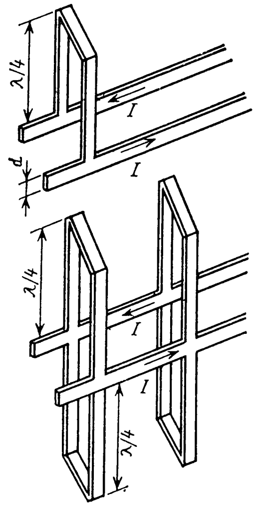


Рис. 5.25. Образование прямоугольного волновода из двухпроводной линии путем присоединения к ней отрезков короткозамкнутых четвертьволновых линий

Электромагнитные волны обычно возбуждаются в волноводе небольшим излучателем в виде короткого металлического стержня, располагаемого посредине широкой стороны волновода (рис. 5.26). Излученные им волны достигают стенок волновода, где они возбуждают колебания свободных электронов. Их колебания, в свою очередь, создают излучение — отраженную волну, которая идет к противоположной стенке волновода, и т. д. После многократных отражений электромагнитная волна достигает конца волновода.

Познакомимся с явлениями, возникающими при падении электромагнитной волны на идеально проводящую плоскость. При этом будем полагать, что падающая волна плоская, т. е. поверхности, проходящие через точки с одинаковыми фазами, называемые **фронтом волны**, представляют собой плоскости, как это показано на рис. 5.27. Здесь штриховыми линиями изображены следы плоскостей, соединяющих точки с максимальной напряженностью электрического поля одного знака. Вектор **v** изображает скорость движения фронта волны. Численно его значение в воздухе равно скорости света, т. е. $\mathbf{v}=c$.

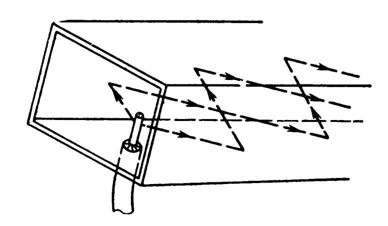


Рис. 5.26. Распространение электромагнитных волн в волноводе

Пусть в точке A находится наблюдатель, измеряющий скорость движения фронта волны. Если в данный момент времени мимо него проходит фронт волны *1*, то фронт следующей волны *2* в это время проходит точку B; в точку A он придет через время T, пройдя по плоскости расстояние $AB=\lambda/\sin\alpha$, где α — угол падения. Поэтому скорость движения фронта волны, называемая фазовой скоростью, вдоль плоскости будет

$$v_{ф}=\frac{\lambda}{T\sin\alpha}=\frac{c}{\sin\alpha}. \qquad (5.42)$$

Поскольку $\sin\alpha<1$, то фазовая скорость больше скорости движения фронта волны в свободном пространстве. Фазовая скорость будет тем больше, чем меньше угол α. При $\alpha\to 0$ фазовая скорость $v\to\infty$, а это означает, что фронт волны достигает точек A и B практически одновременно.

Отражение волны происходит по законам геометрической оптики, поскольку физика явлений здесь та же, что и при отражении световых волн (угол па-

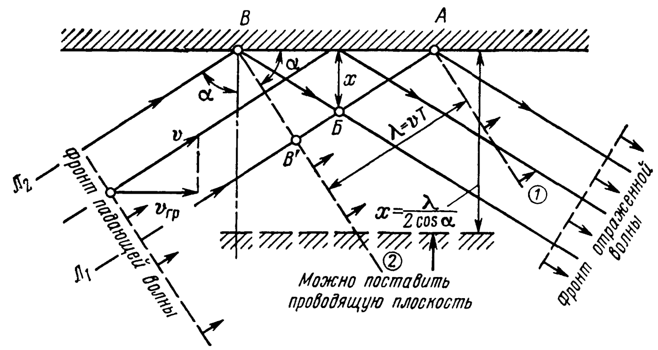


Рис. 5.27. Отражение электромагнитной волны от идеально проводящей плоскости

дения равен углу отражения). У поверхности идеального проводника результирующее электрическое поле, возникающее при сложении падающей и отраженной волн, имеет направление, перпендикулярное плоскости проводника, поскольку тангенциальная составляющая, направленная вдоль проводящей плоскости, вызывает мгновенное перераспределение зарядов в проводнике, которые нейтрализуют ее своим полем. Следствием этого являются равенство и противоположные направления тангенциальных составляющих электрического поля падающей и отраженной волн.

Если вибратор, возбуждающий волну, расположен параллельно отражающей стенке (как в волноводе на рис. 5.26), то и вектор $\mathbf{E}_{пад}$ имеет то же направление, и, следовательно, чтобы результирующее значение тангенциальной составляющей электрического поля было равно нулю, вектор $\mathbf{E}_{отр}$ должен иметь противоположное направление (рис. 5.28). При этом, руководствуясь

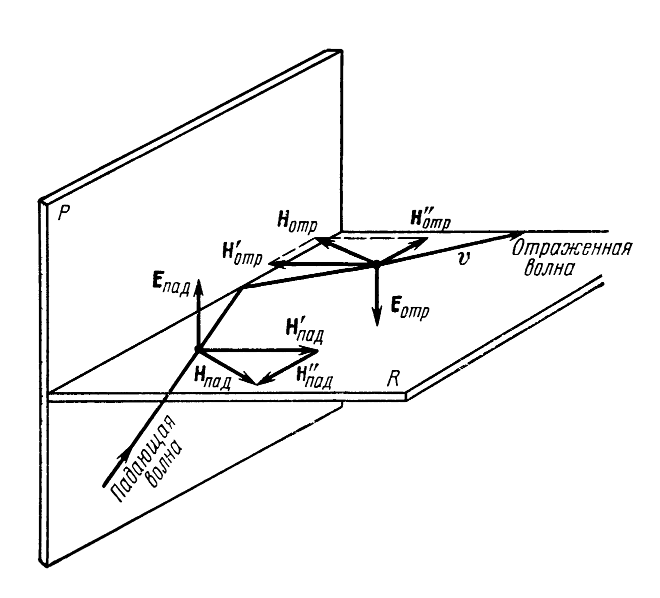


Рис. 5.28. Продольная и поперечная составляющие электрического и магнитного полей у идеально проводящей плоскости

правилом буравчика, легко определить направление вектора магнитного поля отраженной волны $\mathbf{H}_{\text{отр}}$. На рис. 5.28 векторы электрического поля лежат в плоскости P, на которую падает волна, а векторы магнитного поля — в перпендикулярной плоскости R. Из рисунка видно, что составляющие магнитного поля, перпендикулярные проводящей плоскости падающей $\mathbf{H}'_{\text{пад}}$ и отраженной $\mathbf{H}'_{\text{отр}}$ волн, имеют противоположные направления и взаимно уничтожают друг друга, а тангенциальные составляющие $\mathbf{H}''_{\text{пад}}$ и $\mathbf{H}''_{\text{отр}}$ имеют одно направление и усиливают друг друга. Таким образом, фаза электрического поля волны при отражении изменяется на 180°, что равноценно прохождению волной дополнительного пути в $\lambda/2$.

Эффект сложения полей падающей и отраженной волн будет проявлять себя по-разному в зависимости от расстояния до отражающей стенки вследствие того, что разность фаз встречающихся лучей непрерывно изменяется (см. рис. 5.27). Например, разность фаз волн, вышедших из одного источника, в точке $Б$ будет определяться тем, что луч $Л_1$ попадет в нее раньше луча $Л_2$ на время $t_1=(ВБ-В'Б)/c$. Это создаст разность фаз $\Delta\varphi_1=2\pi t/T$. Дополнительный сдвиг фазы на π получается за счет отражения, и результирующая разность фаз

$$\Delta\varphi=\frac{2\pi t}{T}+\pi.$$

Из рис. 5.27 видно, что $ВБ=x/\cos\alpha$, а $В'Б=ВБ\sin(2\alpha-90°)=-x\cos 2\alpha/\cos\alpha$. Следовательно,

$$t=\frac{x}{c\cos\alpha}(1+\cos 2\alpha)=\frac{2x}{c}\cos\alpha$$

и

$$\Delta\varphi=\pi\left(1+\frac{4x}{cT}\cos\alpha\right)=$$

$$=\pi\left(1+\frac{4x}{\lambda}\cos\alpha\right).$$

При $x=0$ (у отражающей плоскости) разность фаз $\Delta\varphi=\pi$, что было уже пояснено. С увеличением x разность фаз увеличивается и появляется результирующее поле. При $x=\lambda/4\cos\alpha$, разность фаз $\Delta\varphi=2\pi$, т. е. поля складываются, и напряженность результирующего поля равна удвоенному значению поля падающей волны. На расстоянии $x=\lambda/2\cos\alpha$ разность фаз $\Delta\varphi=3\pi$ и напряженность результирующего поля равна нулю. Это справедливо для любых точек, находящихся на данном расстоянии от плоскости. В них создаются такие же условия, какие были бы, если бы они лежали на поверхности проводящей плоскости. Поэтому, поместив на расстоянии $\lambda/2\cos\alpha$ вторую проводящую плоскость, мы не изменим условий распространения электромагнитной волны.

Можно сделать и обратный вывод: если имеются две параллельные проводящие плоскости, то между ними могут распространяться путем многократных отражений электромагнитные волны при угле их падения, определяемом соотношением

$$\cos\alpha=\lambda/2a,$$

где a — расстояние между плоскостями.

Для волн, падающих под другими углами, не выполняется условие равенства нулю составляющей электрического поля, направленной вдоль проводящей плоскости у ее поверхности, и они распространяться не могут.

Из последнего выражения видно, что чем больше длина волны, тем ближе угол падения волны к нулю. Если $\lambda\to 2a$, то $\alpha\to 90°$, т. е. распространяющиеся в волноводе волны падают на стенки почти перпендикулярно; они испытывают большое число отражений, и поэтому потери энергии велики. При $\lambda=2a$ волны падают вертикально и перестают распространяться вдоль волновода. Более длинные волны также не распространяются вдоль волновода. Предельная волна, называемая критической,

$$\lambda_{\text{кр}}=2a. \qquad (5.43)$$

По мере приближения к критической волне фазовая скорость волны в волноводе стремится к бесконечности; к бесконечности стремится при этом и длина волны в волноводе, измеряемая расстоянием между ближайшими точками с одинаковыми фазами поля. Однако при возрастании фазовой скорости не происходит увеличения скорости переноса сигнала (энергии) вдоль волновода. Наоборот, вследствие того, что энергия распространяется путем многократных отражений от стенок, скорость переноса энергии, называемая групповой скоростью, уменьшается. Очевидно, что она определяется скоростью перемещения фронта волны вдоль продольной оси волновода и равна проекции вектора скорости распространения волны, падающей на стенки, на направление продольной оси волновода (см. рис. 5.27):

$$v_{гр} = v \sin\alpha \approx c \sin\alpha. \qquad (5.44)$$

Если сравнить это выражение с формулой для фазовой скорости, легко видеть, что

$$v_{гр} = c^2/v_ф \qquad (5.45)$$

или

$$v_{гр}\, v_ф = c^2, \qquad (5.46)$$

т. е. произведение фазовой скорости на групповую есть величина постоянная, равная квадрату скорости света в вакууме, и если одна из них возрастает, то вторая убывает. При этом следует иметь в виду, что групповая скорость, являясь проекцией скорости электромагнитной волны в свободном пространстве, никогда не может быть больше c, в то время как фазовая скорость может превышать это значение.

Из выражений для групповой скорости и угла падения волны можно получить формулу для определения групповой скорости

$$v_{гр} = c\sqrt{1-\cos^2\alpha} = c\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \qquad (5.47)$$

или

$$v_{гр} = c\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}. \qquad (5.48)$$

В соответствии с этим фазовая скорость

$$v_ф = \frac{c^2}{v_{гр}} = \frac{c}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \qquad (5.49)$$

Умножив обе части этого равенства на период колебаний, получим выражение для определения длины волны в волноводе:

$$\lambda_в = v_ф T = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \qquad (5.50)$$

Из формулы (5.43) видно, что при длине волны 10 см волновод должен иметь ширину более 5 см. При более длинных волнах он становится громоздким, тяжелым и весьма дорогим устройством. Поэтому при волнах длиннее 10 см волноводы обычно не применяются.

При практическом использовании волноводов важно знать структуру электрического и магнитного полей в нем. Главными токонесущими поверхностями в волноводе являются его широкие стенки, так как на них сосредоточены основные заряды, имеющие противоположные знаки. Поэтому, как и в обычной двухпроводной линии, электрические силовые линии имеют направление от одной широкой стенки волновода к другой. Через каждые полволны, если идти вдоль волновода, направление силовых линий меняется на противоположное (рис. 5.29). В поперечном сечении волновода напряженность электрического поля изменяется, как в короткозамкнутой линии: в середине она максимальна, а у короткозамкнутых концов уменьшается до нуля.

Распределение магнитного поля можно пояснить, исходя из рассмотренного выше представления об образовании волновода путем присоединения к линии четвертьволновых шлейфов. Каждый из проводов, образующих шлейф, окружен своим магнитным полем, направление которого определяется правилом буравчика. На рис. 5.30 изображено их магнитное поле в одном из сечений, параллельном узкой стенке волновода. Поля проводов соседних шлейфов имеют противоположные значения и уничтожают один другого, также уничтожаются поля проводов, принадлежащие одному шлейфу, в пространстве между ними. Поэтому результирующее поле может быть представлено линиями, окружающими шлейфы.

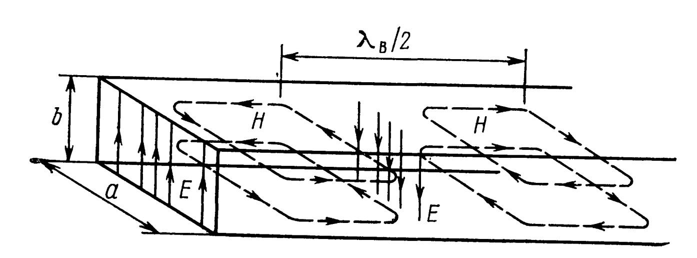


Рис. 5.29. Структура электрического и магнитного полей в прямоугольном волноводе

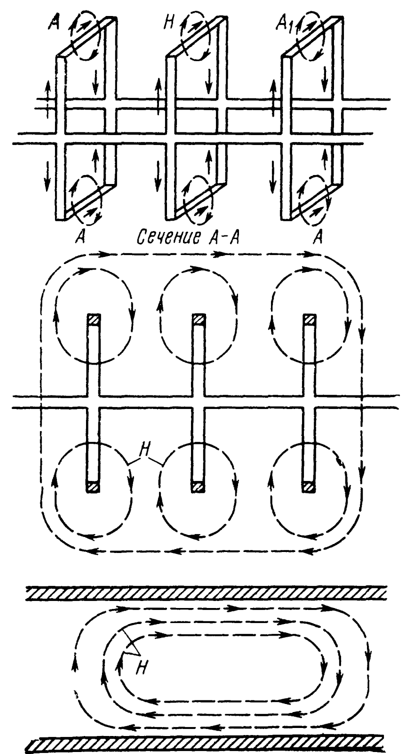
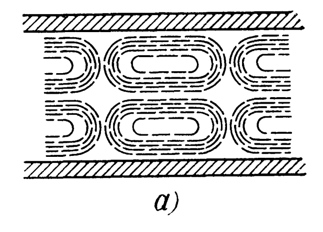


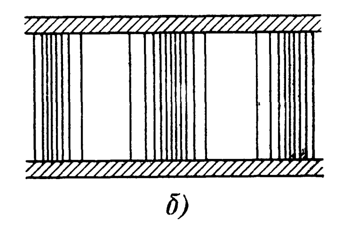
Рис. 5.30. Пояснение происхождения структуры магнитного поля в прямоугольном волноводе

Когда шлейфы сливаются в сплошные стенки, в силу их экранирующего действия магнитные силовые линии не могут выйти за их пределы и образуют замкнутые петли внутри волновода. Вдоль волновода направление электрических и магнитных силовых линий изменяется на противоположное через каждые полволны. Таким образом, магнитное поле в волноводе имеет составляющие как в направлении оси волновода, так и в перпендикулярном направлении, а электрическое поле имеет только поперечное направление. Поэтому волны с такой структурой поля называются **поперечными электрическими** и обозначаются символом *TE*. Часто, наоборот, называют волну по компоненте того поля, которое имеет составляющую вдоль оси волновода. В этом случае волну обозначают символом *H*.

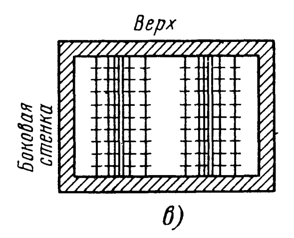
При рассмотрении явления отражения электромагнитных волн от проводящей поверхности было установлено, что разность фаз падающей и отраженной волн непрерывно меняется по мере удаления от поверхности. Поэтому поверхности, где электрическое поле становится равным нулю, располагаются одна над другой на равных расстояниях. Если пропустить первую поверхность и установить стенку волновода у второй, третьей и т. д., то структура поля в волноводе усложнится (рис. 5.31). При этом говорят, что в волноводе распространяется **волна высшего типа**. Очевидно, что их может быть бесконечное множество



а)



б)



в)

Рис. 5.31. Структура волны H_{02} в прямоугольном волноводе:
а — магнитное поле (вид сверху); *б* — электрическое поле (вид сбоку); *в* — электрическое и магнитное поля (вид с торца)

Для того чтобы отличать один тип волны от другого, принято снабжать символ, характеризующий тип волны, двумя индексами, показывающими,

сколько стоячих полуволн укладывается вдоль сторон волновода. Первая цифра индекса показывает, сколько стоячих полуволн имеет поле вдоль узкой стороны поперечного сечения волновода, а вторая — вдоль широкой стороны. В таком обозначении волна с первоначально описанной структурой должна быть обозначена $TE_{0,1}$ или $H_{0\,1}$. Ее также называют основной магнитной волной. Волна, структура которой показана на рис. 5.31, должна быть обозначена как $TE_{0,2}$ или $H_{0\,2}$. Волны высших порядков с большими индексами практически используются мало в основном из-за того, что критические размеры волновода, при которых еще возможно их возбуждение, значительно больше, чем у волновода, возбуждаемого на основной волне. В большинстве случаев используется прямоугольный волновод, в котором распространяется волна типа $TE_{0\,1}$.

Довольно редко можно встретиться со случаями применения круглых волноводов, возбуждаемых на основной магнитной волне, структура которой (рис. 5.32) очень напоминает поле коаксиальной линии. Чаще всего круглые волноводы используются как отрезки вращающихся сочленений и как линии передачи энергии к круглым рупорным или щелевым антеннам. Критическая длина основной магнитной волны круглого волновода определяется по формуле

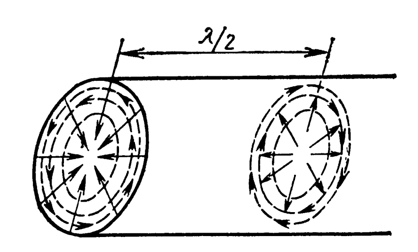


Рис. 5.32. Структура поля основной магнитной волны в круглом волноводе (сплошные стрелки — линии электрического, штриховые — магнитного поля)

$$\lambda_{кр} = 0{,}82\,D, \qquad (5.51)$$

где D — диаметр волновода.

5.8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ В КАЧЕСТВЕ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ТРАНСФОРМАТОРОВ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Длинные линии служат не только для передачи энергии от генератора к антенне и от антенны к приемнику; они находят широкое применение и в качестве колебательных систем, согласующих устройств, фильтров и коммутирующих систем.

В качестве колебательных систем наиболее удобны четвертьволновые короткозамкнутые линии, так как они обладают минимальными размерами при резонансе токов. Их применяют в генераторах УКВ. Благодаря малым потерям такие линии обладают более высокой добротностью, чем контур с сосредоточенными постоянными. На волнах ДМ диапазона коаксиальные линии вытесняют двухпроводные, так как у последних расстояние между проводами становится соизмеримым с длиной волны, вследствие чего возникают весьма значительные потери на излучение.

Рассмотрим особенности применения длинных линий в качестве согласующих устройств. Передача энергии по линии без отражения возможна только при активном сопротивлении нагрузки, равном волновому сопротивлению линии. На практике входное сопротивление антенны часто отличается от волнового сопротивления линии. Поэтому непосредственного согласования с антенной достигнуть не удается и приходится использовать специальные согласующие устройства.

Простейшим согласующим устройством является так называемый **резонансный трансформатор** (рис. 5.33,*а*). К нагрузке подключается короткозамкнутая или разомкнутая линия (шлейф), длина которой близка к четверти волны. Основная питающая линия присоединяется к шлейфу.

Для получения согласования прежде всего необходимо настроить цепь нагрузка — согласующая линия. Если нагрузка представляет собой чисто активное сопротивление, то длина согласующей линии устанавливается вначале равной 0,25λ. При нагрузке с реактивной составляющей длина согласующей линии берется несколько больше или меньше 0,25λ. В этом случае шлейф становится эквивалентным некоторой дополнительной реактивной нагрузке, сопротивление которой подбирается равным по значению и обратным по характеру реактивной составляющей сопротивления нагрузки. Если данное условие выполнено, то линия и нагрузка становятся эквива-

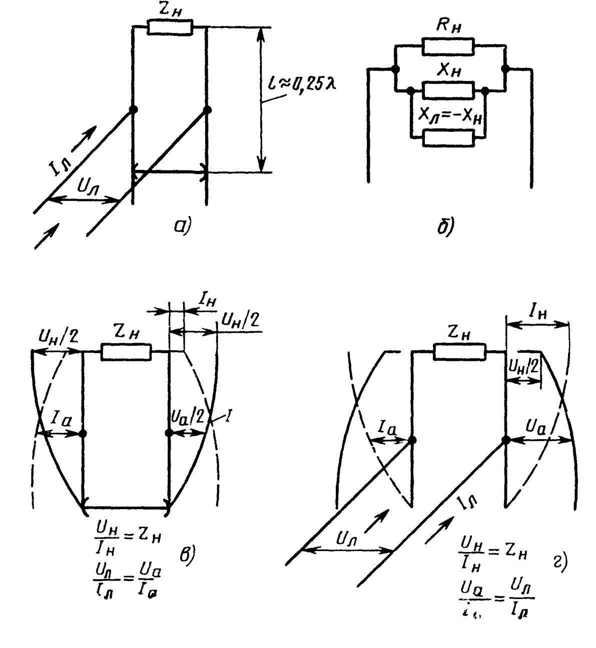


Рис. 5.33. Резонансные трансформаторы сопротивления

лентными параллельному резонансному контуру (рис. 5.33,*б*) и нагрузка (под которой теперь необходимо подразумевать нагрузочное сопротивление вместе с согласующей линией) представляет собой резонансную систему, входное сопротивление которой имеет чисто активный характер. После этого к нагрузке надо подключить основную линию так, чтобы входное сопротивление согласующей линии с нагрузкой было равно волновому сопротивлению питающей линии.

В согласующей линии устанавливается стоячая волна тока и напряжения с пучностью тока и узлом напряжения у короткозамкнутого конца. Поскольку длина линии близка к 0,25λ, узел стоячей волны тока и пучность напряжения окажутся у нагрузки (рис. 5.33,*в*). На этом конце линии согласно закону Ома отношение напряжения к току должно быть равно сопротивлению нагрузки Если двигаться от нее к замкнутому концу, то это отношение будет уменьшаться до нуля на противоположном конце линии. В случае, когда сопротивление нагрузки больше волнового сопротивления питающей линии, на согласующей линии должна найтись точка, в которой отношение напряжения к току (входное сопротивление) точно равно волновому сопротивлению питающей линии. При соединении их в этой точке линия окажется согласованной с нагрузкой.

Согласующая линия практически лишена потерь, поэтому вся энергия, передаваемая без отражения по линии, поглощается в нагрузке. В тех случаях, когда сопротивление нагрузки меньше волнового сопротивления линии, нужно применять разомкнутый четвертьволновый шлейф (рис. 5.33,*г*). Так как по направлению к разомкнутому концу отрезка линии сопротивление неограниченно растет, этот шлейф трансформирует сопротивление нагрузки в сторону увеличения.

Такие согласующие линии, трансформирующие сопротивление, часто называют **трансформаторами сопротивления** или **согласующими трансформаторами**. Резонансные трансформаторы хорошо работают при коэффициентах трансформации более четырех, так как при малых коэффициентах трансформации ввод фидера должен находиться вблизи нагруженного конца трансформатора. Вследствие этого возникает сильное взаимное

влияние фидера и нагрузки и нахождение правильного положения ввода затрудняется. При меньших коэффициентах трансформации нужно добиваться согласования с помощью реактивного шлейфа.

В нагруженной линии, в которой установилась комбинированная волна, состоящая из бегущей и стоячей волн, входное сопротивление изменяется от точки к точке. В одной из точек активная составляющая этого сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Для согласования нужно скомпенсировать в этой точке реактивную составляющую входного сопротивления. Поэтому к ней подключают короткозамкнутый или разомкнутый шлейф (рис. 5.34),

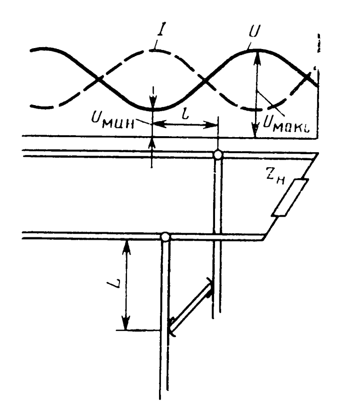


Рис. 5.34. Согласование линии с нагрузкой с помощью реактивного шлейфа

реактивное сопротивление которого равно по значению и противоположно по знаку реактивной составляющей входного сопротивления линии. При этом в линии устанавливается чисто бегущая волна, и вся энергия от генератора передается без отражения к нагрузке.

На рис. 5.35 приведен график, облегчающий нахождение места присоединения шлейфа и его длины. Измерив коэффициент бегущей волны (см. ниже), найдем по графику отношение l/λ, определяющее расстояние от узла напряжения до точки, к которой подключается шлейф. По второй кривой графика определим электрическую длину L/λ шлейфа. Последний может располагаться около любого узла напряжения, но для уменьшения потерь желательно, чтобы он был у ближайшего узла к концу линии. Длина шлейфа должна быть минимальной. Чтобы она не превышала чет-

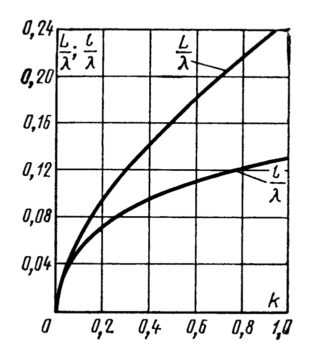


Рис. 5.35. Графики для определения длины и места включения шлейфа

верти волны, шлейф нужно брать короткозамкнутым при сопротивлении индуктивного и разомкнутым при сопротивлении емкостного характера линии.

Характер входного сопротивления линии в данной точке может быть определен по распределению напряжения в линии. В том случае, когда точка присоединения шлейфа находится на нисходящей части кривой напряжения (считая от конца линии), часть линии, оставшаяся за этой точкой, имеет реактивную составляющую входного сопротивления емкостного характера. Если же точка лежит на восходящей части кривой напряжения, реактивное сопротивление линии в данной точке имеет индуктивный характер.

В тех случаях, когда приходится работать с коаксиальными линиями, создание подвижного шлейфа технически сложно, и поэтому часто включают два реактивных шлейфа (рис. 5.36,*а*). Изменением длины ближайшего к нагрузке шлейфа добиваются того, чтобы активная составляющая входного сопротивления линии справа стала равной волновому сопротивлению питающей линии. При этом на входе останется некоторая реактивная составляющая. Для ее компенсации обычно на небольшом расстоянии от первого шлейфа устанавливают второй, длина которого может регулироваться. Таким образом, с помощью системы двух неподвижных шлейфов можно получить согласование. Аналогичные устройства используются в волноводах (рис. 5.36,*б*).

Для согласования линии с чисто активной нагрузкой (небольшое реактивное сопротивление может быть скомпенсировано так же, как и при работе с пер-

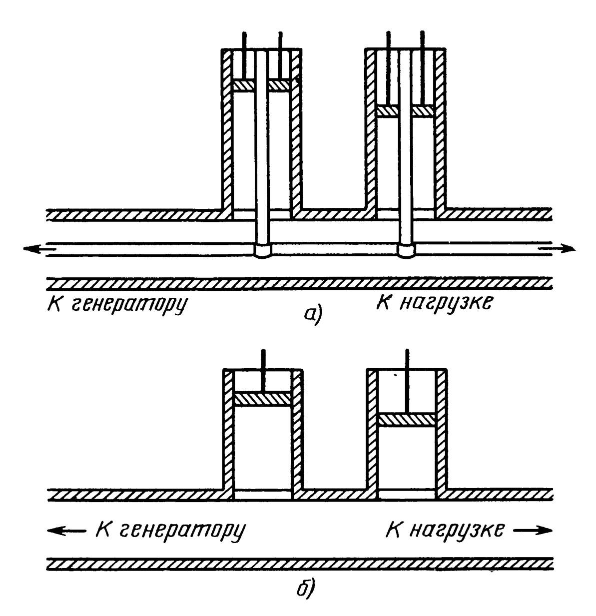


Рис. 5.36. Согласующие трансформаторы из двух шлейфов:
а — в коаксиальной линии; *б* — в волноводном тракте

вым типом трансформатора) применяют так называемые четвертьволновые трансформаторы (рис. 5.37). В § 5.6 было найдено, что у четвертьволновой линии, нагруженной на активное сопротивление $R_н$, входное сопротивление $R_{вх}=Z^2_{0тр}/R_н$, где $Z_{0тр}$ — волновое сопротивление трансформатора.

Подбирая волновое сопротивление линии трансформатора, можно сделать его входное сопротивление равным волновому сопротивлению питающей линии. При этом волновое сопротивление линии трансформатора

$$z_{0\,тр} = \sqrt{R_н Z_{0\,л}}, \tag{5.52}$$

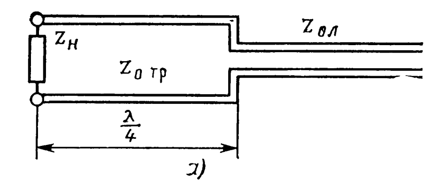
где $Z_{0л}$ — волновое сопротивление согласуемой линии.

В тех случаях, когда сопротивление нагрузки непосредственно узнать нельзя, нагрузку подключают к питающей линии и измеряют коэффициент бегущей волны $k=R_н/Z_{0л}$. Отсюда сопротивление нагрузки $R_н=kZ_{0л}$. Подставив это выражение в (5.52), получим выражение для определения волнового сопротивления трансформатора:

$$Z_{0\,тр} = Z_{0\,л}\sqrt{k}. \tag{5.53}$$

Чтобы иметь возможность перестраивать трансформатор на различные волны, его часто выполняют в виде раздвижных трубок.

Четвертьволновые трансформаторы могут применяться и в коаксиальных линиях, но их конструктивное выполнение



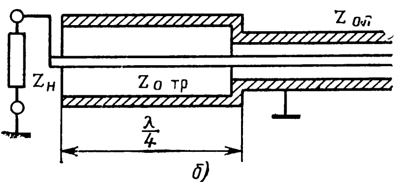


Рис. 5.37. Четвертьволновые трансформаторы:
а — в симметричной линии; *б* — в коаксиальном кабеле

в этом случае оказывается более сложным (рис. 5.37,*б*). Кроме того, практически оказывается трудно получить идеальное согласование вследствие наличия некоторых отражений от неоднородности, которые представляет собой сочленение с трансформатором. Измерение КБВ производится с помощью подвижных индикаторов поля, слабо связываемых с линией. В качестве такого индикатора может служить какой-либо высокочастотный прибор, укрепляемый на легкой перекладине, которая перемещается вдоль линии (рис. 5.38). Связь

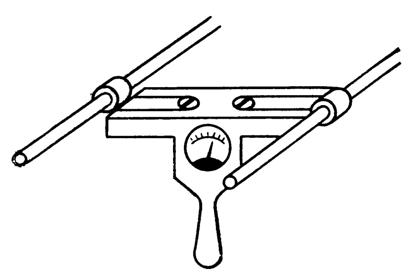


Рис 5.38. Индикатор распределения электрического поля в двухпроводной симметричной линии

с прибором обычно выбирается емкостная. Наиболее чувствительным является индикатор в виде микроамперметра постоянного тока, включенного в цепь полупроводникового диода. Как известно из курса физики (см. гл. 8), он обладает выпрямляющими свойствами, поэтому ток в его цепи будет иметь постоянное направление и значение, пропорциональное амплитуде напряжения в точках линии, где располагается индикатор. Перемещая прибор вдоль линии, по отношению его минимальных и максимальных показаний можно определить коэффициент бегущей волны и распределение стоячих волн в линии.

Для проведения измерений в коаксиальных линиях и волноводах применяют специальные измерительные устройства (рис. 5.39), которые включают в разрыв исследуемой линии. Конструктивно они представляют собой отрезки коаксиальных линий, выполненных из жестких трубок или волноводов, вдоль которых прорезана узкая щель. В щель вводится небольшой зонд, играющий роль маленькой приемной антенны и подключаемый через детектор к индикатору. Перемещая зонд вдоль щели, можно снять картину распределения поля в линии или волноводе. Полученные результаты правильны только в том слу-

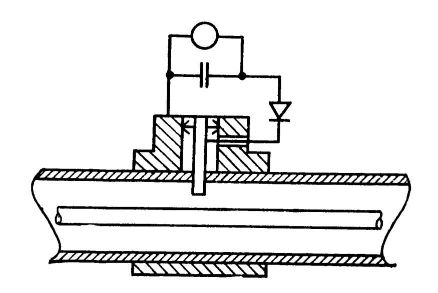


Рис. 5.39. Индикатор распределения электрического поля в коаксиальной линии

чае, если измерительное устройство согласовано с исследуемой линией.

В КВ радиостанциях длинные линии находят применение также и в качестве фильтров. К фильтрующему устройству обычно предъявляется требование пропускать волны, имеющие длину λ_1, и не пропускать волны с длиной λ_2. Задача эта может решаться, например, с помощью двух шлейфов, подключаемых к основной линии, как это показано на рис. 5.40. Разомкнутый шлейф длиной

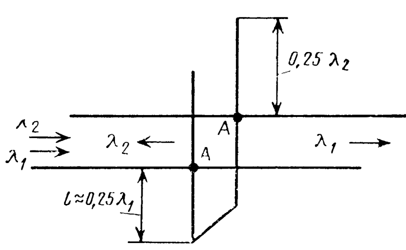


Рис. 5.40. Фильтрующее устройство из двух шлейфов

$0{,}25\lambda_2$ представляет для волны λ_2, идущей слева направо, короткое замыкание. Поэтому она полностью отражается от точек *АА* и идет обратно Если $\lambda_1 > \lambda_2$, то для волны λ_1 первый шлейф имеет емкостное сопротивление. Подключив параллельно короткозамкнутый индуктивный шлейф и подобрав его сопротивление равным сопротивлению первого шлейфа, получим параллельный резонансный контур, который для волны λ_1 представляет бесконечно большое сопротивление. Поэтому его шунтирующее действие на распространение волны λ_1 можно не учитывать и считать, что вся энергия проходит через фильтр к нагрузке.

Глава шестая

АНТЕННЫ

6.1. ИЗЛУЧАЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Статические электрические заряды создают в окружающем пространстве статическое электрическое поле, а постоянный электрический ток — постоянное магнитное поле. Распространяющееся в пространстве переменное электромагнитное поле образуется переменным электрическим током, который проще всего можно создать подключением пары проводов к зажимам генератора переменной ЭДС

Интенсивность излучения поля может быть различной в зависимости от формы, которую придают проводам. Так, при сооружении фидерных линий, по которым энергия передается от генератора к нагрузке, стремятся всемерно уменьшить излучение, для чего провода линии располагают параллельно и близко один к другому. При этом поля двух одинаковых по значению, но противоположно направленных токов, т. е. токов, имеющих противоположные фазы, взаимно компенсируются и излучения энергии в окружающее пространство практически не происходит. Наиболее полно излучение устраняется при использовании коаксиального кабеля, в котором поле заключено между внутренним проводом и внутренней поверхностью внешнего провода.

При создании антенных устройств ставится противоположная задача: получение возможно большего излучения. Для этого можно использовать те же длинные линии, устранив одну из причин, лишающих фидер излучающих свойств, что может быть достигнуто различными путями. Можно, например, раздвинуть провода линии на некоторый угол, в результате чего их поля не будут компенсировать друг друга. На этом основана работа V-образных и ромбических антенн, излучающие провода которых располагаются под острыми углами один к другому (рис. 6.1,*а* и *б*), уголковой антенны Пистолькорса, у которой угол между проводами равен 90° (рис. 6.1,*в*), и симметричного вибратора (диполя), получающегося при разведении проводов на 180° (рис. 6.1,*г*). На рис. 6.1 стрелками указано направление токов в проводах.

Компенсирующее действие одного из проводов фидера можно уменьшить, укоротив или вовсе исключив его из системы. Укорочение одного из проводов впервые было применено в «антеннах с верхним светом», предложенных М. А. Бонч-Бруевичем (рис. 6.1,*д*). Полное уничтожение второго провода приводит к получению несимметричного вибратора (рис. 6.1,*е*). Все антенны, использующие этот принцип работы, относятся к классу несимметричных антенн. К ним также принадлежат Г-образные (рис. 6.1,*ж*), Т-образные (рис. 6.1,*з*), наклонные антенны (рис. 6.1,*и*), горизонтальная антенна с отводом (рис. 6.1,*к*) и ряд других. Обычно при питании этих антенн второй зажим генератора заземляется (земля играет роль второго провода).

Фидер излучает, если соседние участки его двух проводов обтекаются токами, совпадающими по фазе, поля которых усиливают друг друга. Для этого достаточно, например, согнуть участок одного из проводов длиной в полволны в неизлучающий шлейф (рис. 6.1,*л*). Широкое распространение получили синфазные антенны, основанные на этом принципе (рис. 6.1,*м*), а также шлейф-вибраторы, предложенные А. А. Пистолькорсом (рис. 6.1,*н*).

Фидер излучает, если расстояния между проводами по некоторым направлениям приобретают значительную разность хода и полностью не уничтожаются. Более того, можно так подобрать расстояние между проводами, что по некоторым направлениям произойдет сложение волн от обоих проводов. Это широко используется в многочисленных противофазных антеннах. Работу таких антенн нетрудно понять из трех примеров, приведенных на рис. 6.1. В антенне на рис. 6.1,*о* противофазность токов в проводах *1* и *2* и обеспечивается подключением их к фидеру на расстоянии в полволны. Антенна, изображенная на рис. 6.1,*п*, представляет собой как бы фидер, расширенный на конце. В антенне на рис. 6.1,*р* противо-

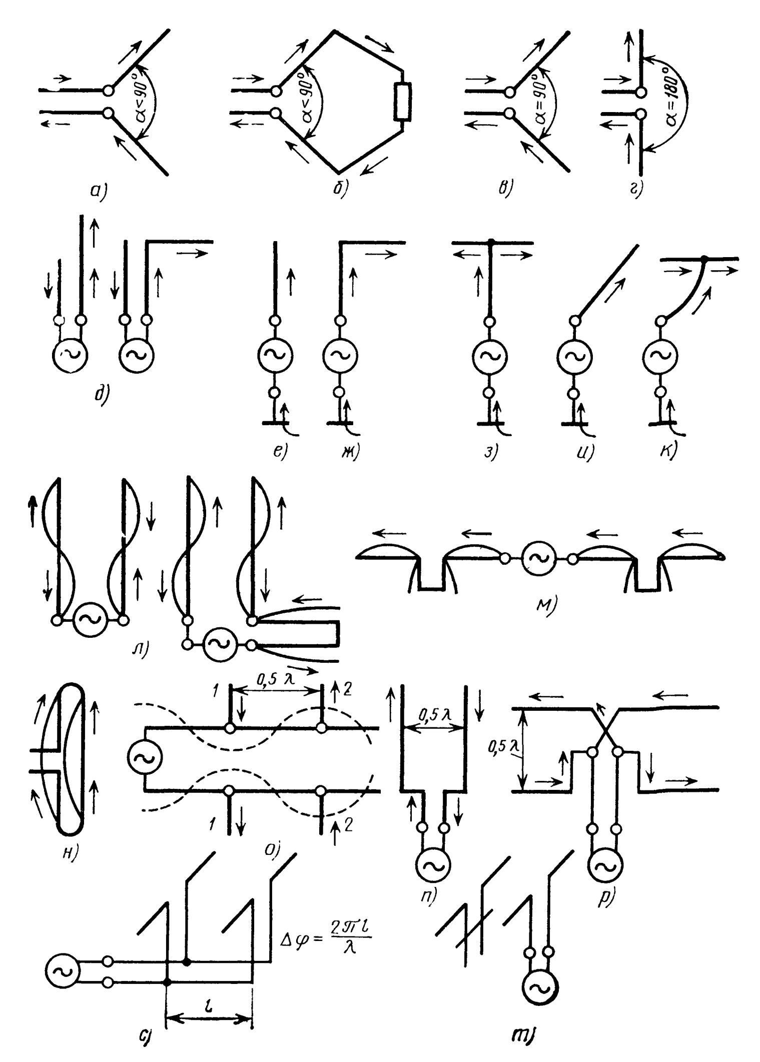


Рис. 6.1. Основные типы излучающих устройств

фазность токов обеспечивается перекрещиванием питающих проводов.

Можно усилить излучение, изменив фазы токов в параллельных проводах и расстояние между ними. Нужный сдвиг фаз токов в нескольких симметричных вибраторах может быть, например, установлен в системе, изображенной на рис. 6.1,*с*, подбором расстояния между точками подключения этих вибраторов к питающему фидеру или настройкой вибратора с помощью шлейфа, ток в котором наводится другим вибратором, как это показано на рис. 6.1,*т*. Часто встречаются антенны, в которых используются одновременно несколько указанных выше принципов.

6.2. СИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ (ДИПОЛИ)

Симметричный вибратор можно представить как длинную линию, разомкнутую на конце, провода которой развернуты на 180° (рис. 6.2). Благо-

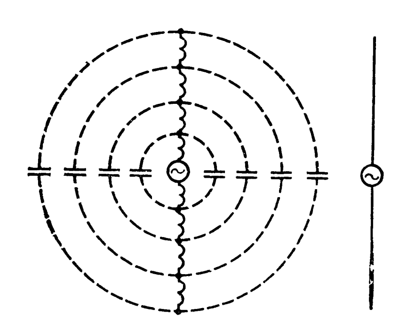
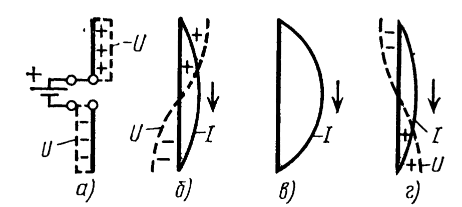


Рис. 6.2. Симметричный вибратор и его эквивалентная схема

даря этому направления токов в симметричных точках обеих половин вибратора оказываются одинаковыми. Для того чтобы получить максимальный ток в проводах вибратора, а следовательно, максимальное излучение, используют резонанс, т. е. устанавливают частоту тока в вибраторе равной частоте собственных колебаний вибратора.

Рассмотрим процесс свободных электрических колебаний в симметричном вибраторе. Присоединим обе его половины к зажимам источника постоянной ЭДС (рис. 6.3,*а*). После того



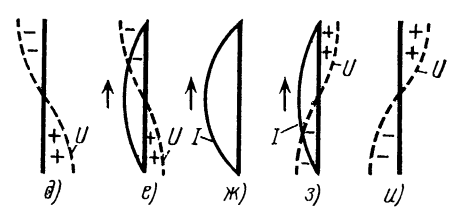


Рис. 6.3. Свободные колебания в симметричном вибраторе

как распределенные емкости проводов вибратора зарядятся и между его половинами возникнет разность потенциалов, отключим источник питания и замкнем обе половины вибратора короткой перемычкой (рис. 6.3,*б*). При этом распределенные емкости начнут разряжаться через перемычку. Очевидно, что через отрезки провода вибратора, расположенные у середины, протекает наибольший электрический заряд, и поэтому разрядный ток в них имеет наибольшее значение; к концам же провода ток уменьшается до нуля. Ток в проводе нарастает постепенно, поскольку в распределенных индуктивностях возникает ЭДС самоиндукции. Разность потенциалов между точками, равноудаленными от середины вибратора, тем больше, чем дальше эти точки от середины, так как тем большая часть распределенной индуктивности провода участвует в ее создании (рис. 6.3,*б*). Знак потенциала относительно средней точки по обе стороны от нее различен, так как в одной половине вибратора ток течет к ней, а в другой — от нее.

По мере разряда распределенной емкости ток в проводе нарастает и достигает максимума, когда она полностью разрядится. При этом вся энергия электрического поля, запасенная емкостью, переходит в энергию магнитного поля распределенных индуктивностей (рис. 6.3,*в*). Если вначале индуктивность проводов вибратора препятствовала нарастанию тока, то теперь она препятствует его уменьшению. Поэтому ток уменьшается постепенно, сохраняя прежнее направление (рис. 6 3,*г*). За счет этого происходит перезаряд распределенной емкости, и, когда ток спадает до нуля, емкости оказываются перезаряженными (рис. 6.3,*д*). После этого процесс протекает в обратном направлении (рис. 6.3,*е—и*). Таким образом, в вибраторе возникают свободные электрические колебания. При этом в нем устанавливаются стоячие волны тока и напряжения и вдоль его длины укладывается половина стоячей волны тока и напряжения. Следовательно, длина волны λ_0 собственных колебаний симметричного вибратора вдвое больше его длины, т. е.

$$\lambda_0 = 2l. \qquad (6.1)$$

Поэтому симметричный вибратор называют также **полуволновым диполем**, чем подчеркивается, что он вдвое короче длины волны собственных колебаний.

При превращении линии в излучающую систему — антенну — необратимые

потери энергии возрастают. К тепловым потерям $P_п$ добавляются потери на излучение P_Σ. Таким образом, мощность, потребляемая антенной,

$$P_A = P_п + P_\Sigma. \qquad (6.2)$$

Увеличение необратимых потерь в системе можно рассматривать как увеличение ее активного сопротивления, т. е. можно считать, что полное активное сопротивление антенны

$$R_A = R_п + R_\Sigma, \qquad (6.3)$$

где $R_п$ — сопротивление тепловых потерь, а R_Σ — так называемое *сопротивление излучения.*

В системах с распределенными постоянными, в которых ток и напряжение меняются от точки к точке, целесообразно определять активное сопротивление исходя из энергетических соображений, используя закон Джоуля — Ленца, связывающий мощность с током и сопротивлением, т. е. $P = I^2R/2$. Будем считать, что активное сопротивление антенны равно такому сосредоточенному сопротивлению, в котором при протекании тока, равного максимальному току в антенне, выделяется та же мощность, что и в антенне. Тогда

$$R_A = \frac{2P_A}{I_{mA}^2} = \frac{2P_п}{I_{mA}^2} + \frac{2P_\Sigma}{I_{mA}^2}, \qquad (6.4)$$

где I_{mA} — амплитуда тока в пучности стоячей волны в антенне.

На основании выражения (6.3) можно написать

$$R_п = \frac{2P_п}{I_{mA}^2} \quad и \quad R_\Sigma = \frac{2P_\Sigma}{I_{mA}^2}. \qquad (6.5)$$

Поскольку антенна служит преобразователем энергии, то важнейшей ее характеристикой является КПД, равный отношению мощности излучения к подводимой мощности:

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_п}. \qquad (6.6)$$

На основании выражений (6.6) и (6.5) можно записать

$$\eta_A = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_п} = \frac{1}{1 + R_п/R_\Sigma}. \qquad (6.7)$$

Отсюда следует, что КПД антенны тем больше, чем больше сопротивление излучения по сравнению с сопротивлением тепловых потерь. Однако абсолютное значение сопротивления излучения имеет также существенное значение. Как и во всякой колебательной системе, ток и напряжение при резонансе, а также резонансные свойства антенны существенно зависят от активного сопротивления. Чем оно больше, тем при заданной мощности генератора меньше амплитуда тока в антенне при резонансе. Но чем меньше ток, тем меньше и напряжение в антенне. Последнее выгодно, потому что позволяет снизить требования к изоляции антенны.

Излучающие свойства антенны, а следовательно, и сопротивление излучения зависят от характера распределения тока в излучающем проводе. В случае вынужденных колебаний в антенне их частота определяется частотой ЭДС, подводимой к антенне. Распределение тока и напряжения вдоль антеннего провода может быть самым различным. Оно определяется тем, что возбуждаемые в антенне волны тока и напряжения отражаются от конца антенного провода и образуют стоячие волны аналогично тому, как это происходит в разомкнутой длинной линии. Для того чтобы найти характер распределения тока и напряжения в режиме вынужденных колебаний, нужно по частоте генератора и скорости распространения электромагнитных волн вдоль проводов, используя формулу (5.1), определить длину возбуждаемой волны. Затем на изображении антенны, выполненном в соответствующем масштабе, построить график стоячих волн, начиная с разомкнутого конца, где будут находиться узел тока и пучность напряжения (рис. 6.4).

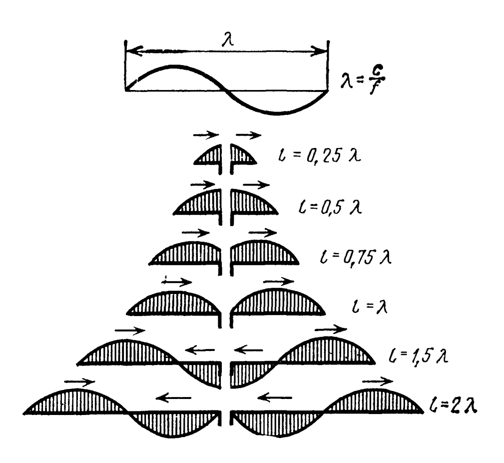


Рис. 6.4. Распределение тока в симметричных вибраторах различной длины

С изменением длины вибратора от нуля до $l=\lambda$ сопротивление излучения непрерывно возрастает (рис. 6.5). При длине вибратора $l>\lambda$, когда в каждой его половине укладываются одна целая полуволна и часть следующей, в антенном проводе около его середины появляются участки, в которых направление токов противоположно направлению токов в крайних участках. Излучение этих участков частично ослабляет излучение крайних участков, и сопротивление излучения несколько уменьшается. Однако с ростом длины вибратора оно снова возрастает и достигает нового максимума при длине вибратора $l=2\lambda$, когда, казалось бы, излучение противофазных участков должно было уничтожить друг друга.

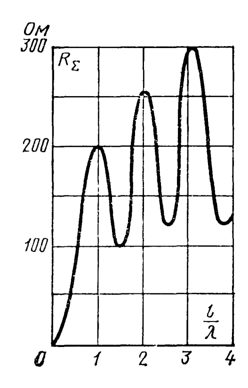


Рис. 6.5. Зависимость сопротивления излучения от электрической длины симметричного вибратора

Объясним это явление. На рис. 6.6 видно, что в достаточно удаленные точки, лежащие на перпендикуляре к оси вибратора (рис. 6.6,*а*), приходят волны с противоположными фазами от участков вибратора с противоположно направленными токами и взаимно уничтожаются. Однако в точки, расположенные на прямых, идущих под меньшими углами к оси вибратора (рис. 6.6,*б*), эти волны приходят, имея значительную разность хода $\Delta d=d_2-d_1=d_4-d_3$, поэтому разность их фаз может приближаться к 0 или 360° и в этих направлениях может происходить усиление излучения. Этим объясняется увеличение сопротивления излучения при $l=2\lambda$. При дальнейшем увеличении длины антенны происходят аналогичные изменения: чередование убывания и возрастания сопротивления излучения, причем его значение в последующих максимумах и минимумах постепенно возрастает.

Из сказанного ясно, что сопротивление излучения не зависит от абсолютных размеров вибратора, а определяется отношением их к длине волны. Так, все полуволновые диполи обладают сопротивлением излучения $R_\Sigma=73{,}1$ Ом независимо от того, равна ли их длина сотням метров или нескольким сантиметрам. Все вибраторы длиной в целую волну имеют сопротивление излучения $R_\Sigma=200$ Ом и т. д. Вследствие потерь на излучение и тепловых потерь в антенне помимо стоячей волны существует еще и бегущая волна. Однако во всех антеннах (кроме антенн бегущей волны) амплитуда бегущей волны по сравнению с амплитудой стоячей волны невелика, и поэтому при расчете реактивной составляющей входного сопротивления антенны ее можно не учитывать.

Распределение стоячих волн тока и напряжения в антенне в первом приближении будет таким же, как в разомк-

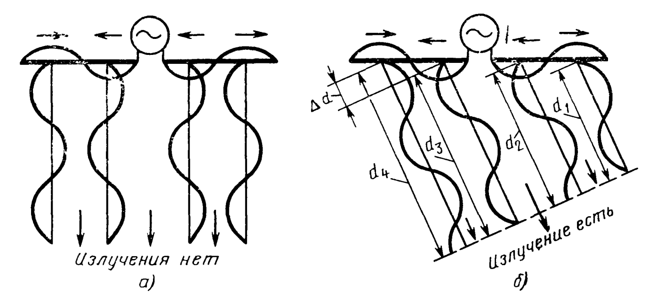


Рис 6.6. Сложение волн, излучаемых отдельными участками симметричного вибратора по разным направлениям (d — длина хода волны, Δd — разность хода волн)

нутой линии, т. е. $I_l = I_{mA} \sin \frac{2\pi l}{\lambda}$ и $U_l = U_{mA} \cos \frac{2\pi l}{\lambda}$, где I_{mA} — ток в пучности и U_{mA} — напряжение в пучности стоячих волн в проводе антенны, а l — расстояние от разомкнутого конца. Поэтому реактивную составляющую входного сопротивления антенны можно подсчитать по формуле

$$X_{A\,вх} = -\frac{U_{mA}}{I_{mA}} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} = -Z_{0A} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \quad (6.8)$$

По аналогии с длинными линиями отношение амплитуд напряжения к току называем волновым сопротивлением антенного провода.

При расчете антенны очень важно знать ее входное сопротивление при резонансе. В этом случае входное сопротивление антенны имеет чисто активный характер. Мощность, потребляемая в антенне,

$$P_A = \frac{1}{2} I^2_{A\,вх} R_{A\,вх}, \quad (6.9)$$

откуда

$$R_{A\,вх} = \frac{2P_A}{I^2_{A\,вх}}. \quad (6.10)$$

При резонансе, когда длина диполя равна $0{,}5\lambda$; $1{,}5\lambda$; $2{,}5\lambda$ и т. д., антенна питается в пучности тока. Следовательно, $I_{A\,вх} = I_{mA}$ и согласно выражению (6.3)

$$R_{A\,вх} = R_\Sigma + R_п. \quad (6.11)$$

Это сопротивление относительно мало (порядка единиц или десятков ом).

Характер изменения входного сопротивления при изменении отношения l/λ вблизи значений 0,5; 1,5; 2,5 и т. д. (рис. 6.7) соответствует его поведению вблизи резонанса в последовательном контуре. Поэтому часто говорят, что при данном отношении l/λ в антенне имеет место резонанс напряжений. Когда длина диполя равна λ, 2λ, 3λ и т. д., питание антенны производится в пучности напряжения и мощность, потребляемая в антенне,

$$P_A = \frac{1}{2} I^2_{mA} R_A = \frac{1}{2} \frac{U^2_{A\,вх}}{R_{A\,вх}} = \frac{1}{2} \frac{U^2_{mA}}{R_{A\,вх}}, \quad (6.12)$$

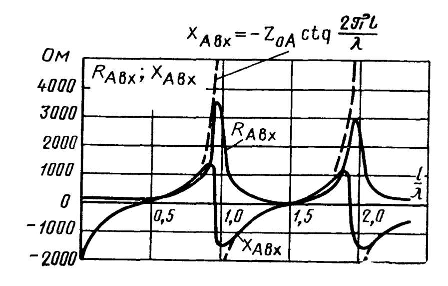


Рис. 6.7. Зависимость входного сопротивления симметричного вибратора (антенны) от его электрической длины

откуда

$$R_{A\,вх} = \left(\frac{U_{mA}}{I_{mA}}\right)^2 \frac{1}{R_A}. \quad (6.13)$$

Так как отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока равно волновому сопротивлению, то

$$R_{A\,вх} = Z^2_{0A}/R_A. \quad (6.14)$$

Для обычных проволочных антенн $Z_{0A} = 1000$ Ом, а R_A имеет порядок единиц или десятков ом и $R_{A\,вх}$ составляет тысячи и даже десятки тысяч ом. Рисунок 6.7 показывает, что входное сопротивление при изменении отношения l/λ вблизи значений, соответствующих целым числам, изменяется аналогично сопротивлению параллельного контура вблизи резонанса. Поэтому часто говорят, что при таком отношении l/λ имеет место резонанс токов.

Условия питания антенны в пучности тока и пучности напряжения резко различаются. В первом случае антенна представляет собой активную нагрузку с небольшим сопротивлением и потребляет сравнительно большой ток, амплитуда же напряжения на входе незначительна. Во втором случае антенна имеет очень большое входное сопротивление и потребляет очень небольшой ток, амплитуда же напряжения на входе относительно высока. Поэтому часто говорят, что в первом случае антенна питается током, а во втором — напряжением.

Сравнение графика, приведенного на рис. 6.7, с аналогичными зависимостями, снятыми для реальной линии (см. рис. 5.19), показывает полную родственность явлений в длинной линии и антенне. Однако следует отметить и ряд следую-

щих особенностей: резонансные кривые антенн значительно менее острые, чем у длинных линий; активная составляющая входного сопротивления антенны при резонансе напряжений много больше, чем у реальной линии, а при резонансе токов много меньше; с увеличением длины антенны максимумы резонансной кривой сильно убывают и становятся более расплывчатыми; точная резонансная длина антенны на несколько процентов меньше целого числа полуволн. Эти особенности объясняются тем, что потери в антенне вследствие излучения намного больше, чем в обычной неизлучающей линии.

Из резонансных характеристик полуволновых вибраторов различного диаметра, приведенных на рис. 6.8, видно, что точная резонансная длина вибратора оказывается несколько меньше 0,5λ. Это объясняется некоторым изменением распределения стоячих волн в вибраторе по сравнению с линией, не имеющей потерь на излучение. Вследствие этого у антенны, длина которой равна целому числу полуволн, появляется индуктивная составляющая входного сопротивления, для компенсации которой нужно несколько укоротить вибратор.

Резонансные свойства антенны существенно зависят от диаметра вибратора. С увеличением диаметра уменьшается волновое сопротивление, а значит, изменяется и входное сопротивление. Поэтому и размер укорочения, необходимого для компенсации реактивной части входного сопротивления, становится другим. Это подтверждается резонансными кривыми антенн из провода различного диаметра (рис. 6.8). Они показывают, что с увеличением диаметра вибратора его укорочение возрастает.

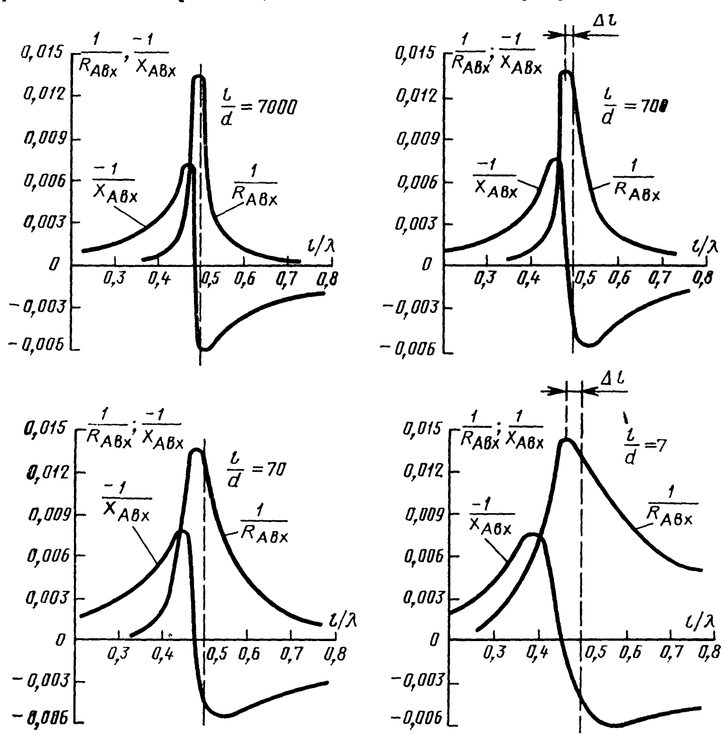


Рис. 6.8. Резонансные характеристики полуволновых вибраторов различного диаметра

Расчет укорочения вибратора производится по формуле

$$\Delta l = 0,259 \frac{\lambda}{\lg \lambda / 2d}, \tag{6.15}$$

где Δl — укорочение полуволнового вибратора, а d — диаметр вибратора.

При укорочении нужно сохранять симметрию антенной системы, т. е. укорачивать обе половины вибратора на $\Delta l/2$. Для обычных однопроводных антенн укорочение составляет около 5% длины антенны. Поэтому резонансную длину полуволнового вибратора можно рассчитать по формуле

$$l_{\text{рез}} \approx 0{,}95 \frac{\lambda}{2} = \frac{143}{f}, \qquad (6.16)$$

где $l_{\text{рез}}$ — в метрах, а f — в мегагерцах.

Точная резонансная длина вибраторов, кроме того, зависит от числа и места установки изоляторов, от изолирующего покрытия провода антенны и от наличия расположенных вблизи предметов (оттяжек, мачт, железобетонных строений и т. п.), вносящих дополнительные потери в антенну. Поэтому окончательная настройка антенны производится уже после ее установки.

Резонансные характеристики на рис. 6.8 показывают, что чем больше диаметр провода, тем шире полоса пропускания антенны. Это свойство антенн часто используется на практике Например, для приема телевизионных передач, содержащих широкую полосу частот, применяют антенны, выполненные из проводов большого диаметра.

Если передатчик работает в широком диапазоне частот, то приходится иметь дело с расстроенной антенной. Для получения резонанса с помощью органов настройки компенсируют реактивную составляющую входного сопротивления антенны. При этом активную составляющую можно подсчитать исходя из следующих соображений. Мощность, потребляемая в антенне, $P_{\text{А}} = \frac{1}{2} I^2_{\text{А вх}} R_{\text{А вх}}$, где амплитуда тока на входе антенны определяется из уравнения стоячей волны тока: $I_{\text{А вх}} = I_{m\text{А}} \sin \frac{2\pi l}{\lambda}$. Следовательно,

$$R_{\text{А вх}} = \frac{2 P_{\text{А}}}{I^2_{m\text{А}} \sin^2 \frac{2\pi l}{\lambda}}.$$

Сравнивая это выражение с формулой для вычисления сопротивления антенны (6 4), находим, что

$$R_{\text{А вх}} = \frac{R_{\text{А}}}{\sin^2 \frac{2\pi l}{\lambda}}. \qquad (6.17)$$

Формула (6.17) справедлива для антенн любой длины, за исключением случаев резонанса токов, когда точки питания попадают в узел тока; в этом случае нужно пользоваться формулой (6.14).

При одном и том же токе в пучности антенны различной формы и размеров создают разную напряженность поля излучения. Для того чтобы легче можно было сравнивать между собой различные антенны, вводят еще один параметр: действующую длину антенны. Как уже говорилось ранее, мощность излучения отрезка провода антенны пропорциональна квадрату тока в этом отрезке. Следовательно, напряженность поля пропорциональна току в первой степени. Подсчитать напряженность результирующего поля антенны можно графически, построив в определенном масштабе график распределения тока в антенном проводе (рис. 6 9,*а*). Разбив

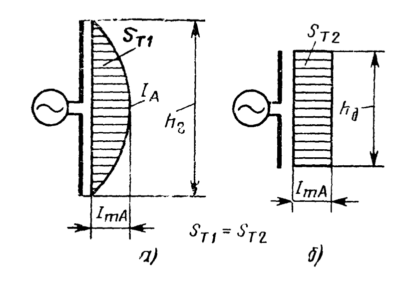


Рис. 6 9. Определение действующей высоты антенны:
а — распределение тока в реальной антенне; *б* — эквивалентная антенна с той же «площадью тока» при его равномерном распределении

полученный график на небольшие участки (в пределах которых ток можно считать неизменным), умножим их длину на ток и, просуммировав, определим площадь $S_{\text{Т1}}$ участка, ограниченного кривой тока и приводом антенны. Сокращенно эту площадь называют площадью тока антенны.

Антенны с одинаковой площадью тока излучают одинаковое количество энергии. Поэтому удобно характеризовать излучение антенны, заменяя ее некоторой прямолинейной воображаемой антенной, имеющей ту же площадь тока, но в которой ток одинаков по всей ее длине и равен току в пучности стоячей волны тока реальной антенны (рис. 6.9,*б*). Длину такой воображаемой ан-

тенны называют **действующей длиной** реальной антенны. Это понятие было введено еще в то время, когда использовались главным образом вертикальные антенны. Поэтому данный параметр часто называют **действующей высотой**, а не длиной антенны.

Чем равномернее распределение тока по антенному проводу, тем ближе действующая высота антенны к геометрической и тем лучше используется излучающий провод. Действующая высота полуволнового вибратора $h_д = 0{,}64 h_г$, где $h_г$ — геометрическая длина вибратора. Введение этого понятия позволяет получить общую для всех типов антенны зависимость напряженности электрического поля, создаваемого в некоторой точке пространства, от тока, действующей высоты и расстояния до данной точки. Напряженность поля, создаваемая антенной, пропорциональна площади тока, т. е. произведению тока в пучности на действующую высоту. С увеличением расстояния от антенны напряженность поля убывает обратно пропорционально расстоянию r:

$$E = A \frac{I_{mA} h_д}{r}, \qquad (6.18)$$

где A — коэффициент пропорциональности, зависящий от условий распространения электромагнитных волн, направления по отношению к антенне, для которого подсчитывается напряженность поля, и от выбранной системы единиц.

Электрическое поле графически можно охарактеризовать векторами, значение и направление которых изображают значение и направление электрических сил, действующих в различных точках пространства. Протекание переменного тока по проводу прямолинейной антенны создает в окружающем пространстве электрическое поле, векторы которого параллельны проводу антенны (рис. 6.10). Это означает, что электрический заряд, помещенный в это поле, под его действием движется параллельно проводу антенны. Такое поле принято называть поляризованным или **полем поляризованных волн**.

Вопрос о поляризации имеет в радиотехнике существенное значение. Так, если в поле вертикально поляризованных волн поместить горизонтальную приемную антенну, то никаких токов в ней наводиться не будет (рис. 6.10,*а*). Чем ближе направление оси приемной антенны к направлению поляризации, тем больший ток наводится в ней. Напряженность поля, излучаемого линейным симметричным вибратором, в данной точке пространства определяется двумя факторами: поляризацией излучения вибратора и сложением волн, излучаемых его различными **участками**. Рассмотрим влияние этих факторов на примере симметричного полуволнового диполя.

Электрическое поле волн, излучаемых в направлении А (рис. 6.11,*а*), об-

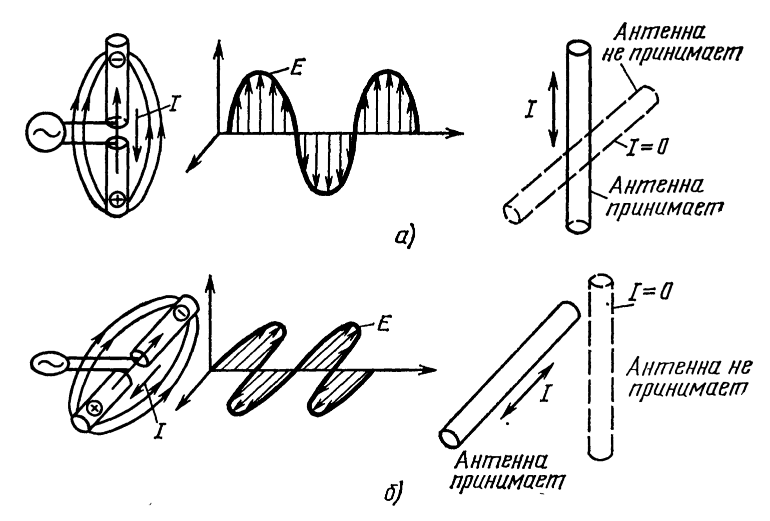


Рис. 6.10. Поляризация поля линейного излучателя:
а — вертикальная поляризация; *б* — горизонтальная поляризация

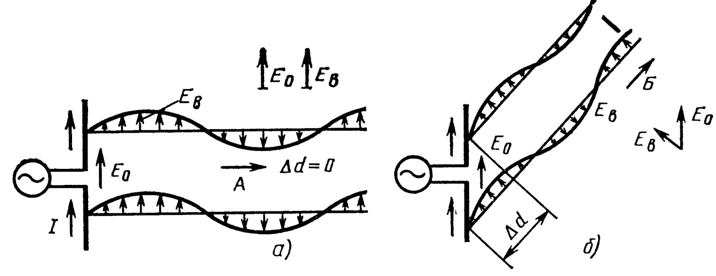


Рис. 6.11. Излучение диполя по различным направлениям

ладает максимальной интенсивностью, поскольку оно совпадает с направлением поля источника, возбуждающего колебания в вибраторе. Кроме того, синфазные токи, текущие в обеих половинах диполя, создают синфазные волны, которые усиливают одна другую. Поэтому излучение в направлении А максимально и приблизительно равно арифметической сумме волн, излученных отдельными участками вибратора в этом направлении.

Электрическое поле волн, излучаемых в направлении Б (рис. 6.11,*б*), значительно слабее, поскольку электрическое поле волны $E_в$ создается только составляющей поля вибратора E_0, перпендикулярной направлению распространения Б. По этой же причине вибратор ничего не излучает в направлении своей оси, так как составляющая поля, перпендикулярная направлению оси вибратора, равна нулю. С другой стороны, волны, излученные синфазными токами различных участков вибратора, приобретают значительную разность хода Δd при распространении в направлении Б. Поэтому в зависимости от того, насколько направление Б отличается от направления А, они будут только частично усиливать друг друга.

Для того чтобы характеризовать излучение антенн по различным направлениям, строят д и а г р а м м ы н а п р а в л е н н о с т и (их называют также характеристиками излучения). Они представляют собой графики, характеризующие в относительных единицах интенсивность излучения антенны по различным направлениям, лежащим в той или иной плоскости. Обычно приводятся диаграммы для двух плоскостей: горизонтальной и вертикальной. Чаще всего они строятся в полярной системе координат. При этом расстояние от центра до кривой характеризует в некотором масштабе интенсивность излучения по данному направлению.

Диаграмма излучения полуволнового вибратора (рис. 6.12) имеет максимум в направлении, перпендикулярном оси вибратора. С уменьшением угла интенсивность излучения падает и в направлении оси вибратора становится равной нулю. В плоскости, перпендикулярной оси диполя, вследствие симметрии антенны излучение по всем направлениям одинаково, и диаграмма направленности имеет вид окружности.

Направленность излучения антенных устройств обычно желательна. За редким исключением абсолютно ненаправленное излучение не только не нужно, но и не выгодно, так как всегда существуют направления, по которым излучать энергию не имеет смысла, и, наоборот, есть направления, по которым желательно создавать максимально интенсивное излучение. Часто конструируют специальные антенные системы, об-

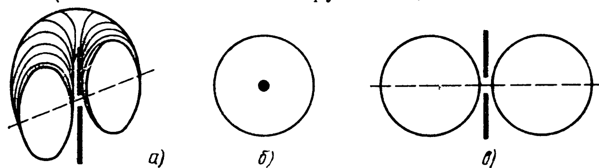


Рис. 6.12. Диаграммы направленности полуволнового вибратора:
а — пространственное изображение; *б* — в горизонтальной плоскости; *в* — в вертикальной плоскости

ладающие резко выраженными направленными свойствами. Обычно диаграмму направленности характеризуют шириной, оценивая ее углом между двумя направлениями, по которым мощность излучения уменьшается в два раза по сравнению с мощностью излучения по главному направлению.

Предположим, что приемник принимает сигналы от передатчика, работающего с абсолютно ненаправленной «изотропной» антенной, излучающей энергию равномерно по всем направлениям. Если затем заменить эту антенну направленной и направить максимум излучения в сторону приемника, то при той же мощности излучения громкость приема возрастет. В этом случае замена ненаправленной антенны на направленную эквивалентна увеличению мощности передатчика. Число, которое показывает, во сколько раз можно уменьшить мощность передатчика при переходе с ненаправленной антенны к направленной, сохраняя неизменной силу сигнала в направлении главного излучения, принято называть **коэффициентом направленного действия антенны**. Например, полуволновый диполь обладает коэффициентом направленного действия, равным 1,64. Поскольку абсолютно ненаправленных антенн не существует, то более реальную оценку коэффициента направленного действия можно получить сравнением направленности различных антенн с некоторой наиболее часто употребляемой слабо направленной антенной. Такой образцовой антенной обычно считают полуволновый симметричный диполь. В дальнейшем мы и будем определять коэффициент направленного действия антенн по отношению к его излучению в направлении максимального излучения. Произведение этого коэффициента направленного действия на КПД антенны принято называть **усилением** и выражать его в децибелах.

Выше говорилось главным образом о передающих антеннах, излучающих электромагнитные волны, но сделанные выводы относятся и к приемным антеннам. Так, если при передаче антенна дает максимальное излучение электромагнитных волн в некотором направлении, то при работе этой же антенны в качестве приемной приходящие с этого направления волны будут наводить наибольшие токи в антенне; волны, приходящие с тех направлений, куда антенна при передаче не излучает, воздействия на антенну при приеме не оказывают.

Иными словами, направленные свойства антенны при переходе с передачи на прием не изменяются. Поэтому при приеме станций с заданного направления всегда выгодно использовать направленную приемную антенну, не принимающую передачу мешающих радиостанций с других направлений. Она будет создавать на входе приемника более мощный сигнал, чем ненаправленная антенна. На основании этого можно сказать, что понятия коэффициента направленного действия и усиления остаются в силе и при работе антенны на прием. Это **свойство обратимости антенн** позволяет без ущерба ограничиться рассмотрением их характеристик при работе только на передачу. Конечно, существует ряд специальных приемных антенн, однако они в подавляющем большинстве случаев используются только в магистральных сетях и в этой книге рассматриваться не будут.

6.3. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ НА ИЗЛУЧЕНИЕ АНТЕНН. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ

До сих пор мы рассматривали антенну изолированно от внешних факторов, которые оказывают влияние на ее излучающие свойства. Но антенна работает, как правило, вблизи поверхности земли, влияющей как на мощность излучения антенны, так и на ее диаграмму направленности. Чтобы учесть влияние на работу антенны поверхности земли, будем сначала считать, что антенна располагается над поверхностью идеального проводника. Излученные при этом антенной электромагнитные волны приходят в некоторую произвольную точку пространства P двумя различными путями: непосредственно от самой антенны и отразившись от поверхности проводника (рис. 6.13,*а*).

Для того чтобы найти результирующее поле в точке P после сложения прямой и отраженной волн, удобно пользоваться представлением о «зеркальном изображении антенны», введение которого можно пояснить следующим образом. Если над идеально проводящей поверхностью на высоте h (в точке А) помещен заряд $+q$ (рис. 6.13,*б*), то на ней вследствие электростатического притяжения свободные заряды размещаются так, что горизонталь-

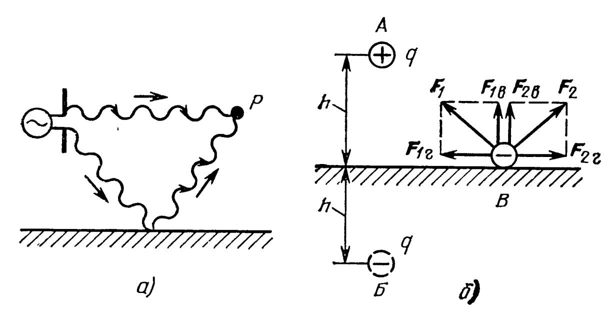


Рис. 6.13. Излучение антенны над идеально проводящей поверхностью:
а — пути прямой и отраженной волн; *б* — электрический заряд и его зеркальное изображение

ная составляющая электрического поля на поверхности будет равна нулю. Если бы она не была равна нулю, то под ее действием по поверхности перемещались бы заряды. Однако покоящийся заряд не может вызвать непрерывного движения зарядов в проводнике и, следовательно, электрическое поле у поверхности проводника должно иметь направление, перпендикулярное ей.

Такое же поле создается, если металлическую поверхность убрать, а внизу на расстоянии $2h$ под зарядом в точке Б поместить второй заряд, равный по значению и противоположный по знаку первому заряду. Второй заряд называется зеркальным изображением первого. При этом поле в произвольной точке поверхности будет определяться векторами $\mathbf{F}_1$ и $\mathbf{F}_2$ полей зарядов $+q$ и $-q$. Поскольку заряды удалены от точки В на одинаковые расстояния, то векторы $\mathbf{F}_1$ и $\mathbf{F}_2$ одинаковы. Горизонтальные составляющие этих векторов $\mathbf{F}_{1г}$ и $\mathbf{F}_{2г}$ уничтожают друг друга, а вертикальные $\mathbf{F}_{1в}$ и $\mathbf{F}_{2в}$ складываются. Это и позволяет заменить действие проводящей поверхности действием «зеркального заряда».

Если заряд, помещенный над идеально проводящей поверхностью, начнет двигаться по вертикали вниз, то его зеркальное изображение будет перемещаться также к поверхности, т. е. снизу вверх. Поместив над поверхностью вертикальный провод, в котором в данный момент времени ток течет сверху вниз, мы вызовем в его зеркальном изображении перемещение зарядов обратного знака снизу вверх и, следовательно, прохождение тока в том же направлении, что и в проводе (рис. 6.14,*а*). Поэтому если над идеально проводящей поверхностью поместить вертикальную антенну, то ее поле определится как поле антенны и ее зеркального изображения, в котором течет ток того же значения и того же направления. Таким

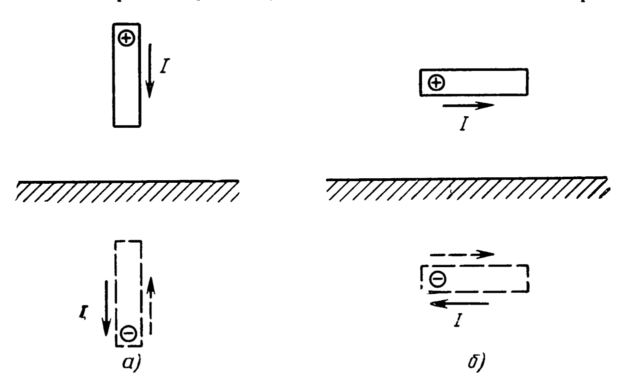


Рис. 6.14. Направление токов в проводах и в их зеркальных изображениях

образом, вертикальная антенна и ее зеркальное изображение образуют систему из двух синфазных вибраторов.

Если же заряд, поднятый над идеально проводящей землей, движется в горизонтальном направлении, например слева направо (рис. 6.14,*б*), то противоположный по знаку зеркальный заряд передвигается в том же направлении. Значит, если в горизонтальной антенне течет ток в одном направлении, то в ее зеркальном изображении ток течет в противоположном направлении. Таким образом, горизонтальная антенна и ее зеркальное изображение образуют систему из двух противофазных вибраторов.

Из сказанного видно, что наличие хорошо проводящей земли под антенной существенно изменяет ее свойства. Если вертикальную антенну расположить так, чтобы ее нижний конец касался поверхности земли, то она образует вместе со своим зеркальным изображением симметричный вибратор (рис. 6.15,*а*),

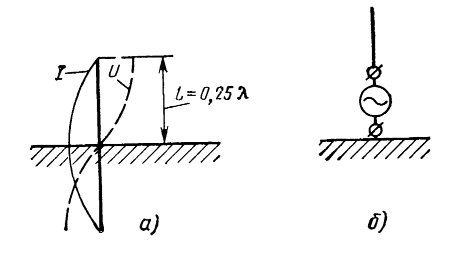


Рис. 6.15. Несимметричный заземленный вибратор:
а — распределение тока в вибраторе и в его зеркальном изображении;
б — включение возбуждающего генератора

резонансная волна которого в 2 раза длиннее этого симметричного вибратора и, следовательно, в 4 раза больше высоты самой антенны. Поэтому заземленную антенну часто называют **четвертьволновым вибратором**.

До настоящего времени наряду с симметричным вибратором она считается одним из основных, наиболее распространенных антенных устройств. Достоинство заземленного вибратора заключается в простоте его устройств и малой длине, что особенно важно при работе на относительно длинных волнах. Поскольку вместе с зеркальным изображением заземленный вибратор образует симметричный полуволновый вибратор, то поле его излучения над поверхностью земли является полем полуволнового вибратора (рис. 6.16), нижняя половина диаграммы направленности которого срезана землей.

Вследствие того, что распределение тока и напряжения вдоль несимметричного заземленного вибратора такое же, как и у симметричного, характер изменения его реактивного и активного сопротивлений такой же, как у симметричного, а все расчетные формулы, выведенные для симметричного вибратора, справедливы и для несимметричного. Единственная разница заключается в том, что потенциал второго зажима генератора, соединенного с землей, в любой момент времени равен нулю. Поэтому разность потенциалов между зажимом несимметричного вибратора и землей всегда вдвое меньше, чем между этим зажимом и его зеркальным изображением, т. е. чем у симметричного вибратора. Следовательно, входное сопротивление несимметричного вибратора оказывается вдвое меньшим, чем у симметричного, а сопротивление излучения четвертьволнового несимметричного вибратора равно половине сопротивления излучения полуволнового диполя, т. е. $R_{\Sigma}=36,6$ Ом. По той же причине волновое сопротивление несимметричных антенн можно считать равным половине волнового сопротивления симметричных антенн, т. е. $Z_0 \approx 500$ Ом.

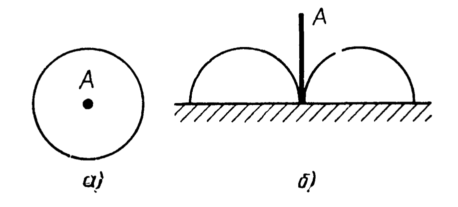


Рис. 6.16. Диаграммы направленности несимметричного вибратора:
а — в горизонтальной плоскости;
б — в вертикальной плоскости

Все сказанное справедливо только в том случае, когда земля представляет собой идеальный проводник. Когда же земля обладает плохими проводящими свойствами, характер распределения тока в земной поверхности изменяется, в результате чего поле излучения вибратора меняется. Кроме того, увеличение активного сопротивления земли приводит к возрастанию потерь во всей излучающей системе, состоящей из вибратора и земли, уменьшению амплитуды тока, уменьшению излучаемой мощности и КПД антенны.

Особенно большое значение имеет сопротивление земли вблизи основания антенны, куда стекаются все токи, наведенные антенной в земле. Для улучшения проводимости этого участка применяют металлизацию земли: закапывают в землю металлические листы, провода, улучшают химический состав почвы, пропитывая ее различными солями (рис. 6.17). Теоретические расчеты

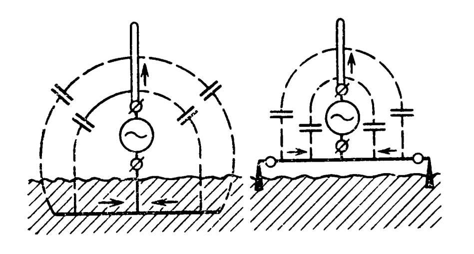


Рис. 6.17. Заземление и противовес

показывают, что наибольшие потери имеют место в зоне с радиусом приблизительно 0,35λ. Поэтому металлизацию земли производят в радиусе порядка полуволны вокруг основания антенны.

Опыт показывает, что нет надобности выполнять заземление в виде сплошного металлического листа; достаточно хорошо работает система радиально расходящихся проводов, закопанных в землю на глубину 20—50 см. Увеличение общего числа проводов улучшает качество заземления, однако увеличение их числа свыше 100—120 не дает уже существенного эффекта. Качество заземления улучшается, если радиальные провода соединяются между собой перемычками.

Часто заземление заменяют системой проводов, не зарытых, а поднятых над землей, называемых противовесом. Последний должен достаточно хорошо экранировать антенный провод от земли, играя роль хорошо проводящей поверхности. Он обычно дает худшие результаты, чем заземление, но в ряде случаев его применение оказывается технически более целесообразным (например, в передвижных радиостанциях, при установке станции на каменистом грунте и т. п.).

6.4. РЕЗОНАНСНЫЕ ЧАСТОТЫ АНТЕНН. ГАРМОНИКОВЫЕ АНТЕННЫ

Рассматривая резонансные кривые симметричной антенны (см. рис. 6.7), можно убедиться в том, что одна и та же антенна обладает бесконечным множеством резонансных частот. Оставляя неизменной длину антенны и изменяя длину волны, можно получить резонансные явления в ней всякий раз, когда вдоль нее будет укладываться целое число полуволн. При этом наиболее длинной резонансной волной будет та, половина которой уложится в антенне. Эту волну принято называть основной резонансной волной антенны. Более короткие волны, для которых антенна также оказывается настроенной в резонанс, называют высшими гармониками антенны. При этом им приписывают номер по числу полуволн, которые укладываются вдоль провода антенны.

Справедливость высказанного суждения легко понять, рассмотрев распределение стоячих волн тока в проводе симметричной антенны в тех случаях, когда вдоль него укладывается целое число полуволн (рис. 6.18). Каждый полуволновый отрезок провода можно рассматривать как участок, изолированный от других, поскольку на его концах ток в любой момент времени равен нулю. Как уже было показано, полуволновый провод представляет собой резонансную систему. Следовательно, и во всем про-

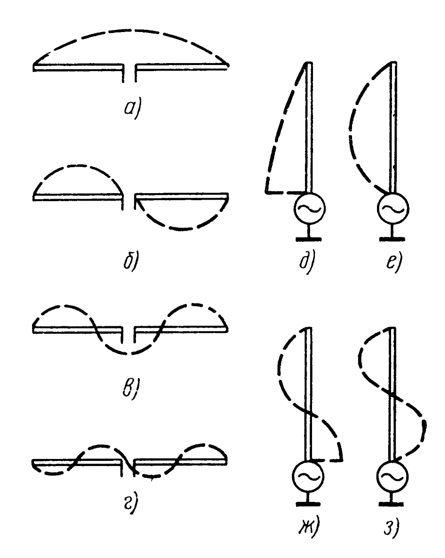


Рис. 6.18. Распределение тока в симметричных и несимметричных вибраторах на основной волне и высших гармониках

воде, содержащем целое число полуволн, имеет место резонанс. Высшие гармоники антенны принято делить на четные и нечетные в зависимости от того, четное или нечетное число полуволн укладывается в проводе.

Симметричные антенны представляют собой резонансные системы, особенно хорошо излучающие все волны, целое число полуволн которых укладывается вдоль их длины. Несимметричные антенны также представляют собой резонансные системы. Но они особенно хорошо излучают те волны, целое число четвертей которых укладывается вдоль их длины. Основной резонансной волной для них будет та, четверть длины которой равна длине антенны.

На основной волне (рис. 6.18,*а*) и всех нечетных гармониках (рис. 6.18,*в,д* и *ж*) точки питания располагаются в пучности тока, и в антенне имеет место резонанс напряжения. При этом ее входное сопротивление невелико и равно сопротивлению потерь в цепи антенны. На всех четных гармониках (рис. 6.18,*б, г, е* и *з*) точки, к которым подводится питание, оказываются расположенными в узлах тока, и в антенне имеет место резонанс токов. При этом ее входное сопротивление становится весьма значительным.

При переходе с одной нечетной гармоники на другую нечетную или с одной четной на другую четную входное сопротивление антенны меняется сравнительно мало; при переходе же с четной гармоники на нечетную или наоборот оно изменяется очень сильно. Это свойство позволяет без перестройки эффективно использовать антенны для работы на нескольких фиксированных волнах (при этом обычно используются либо четные, либо нечетные гармоники). Антенны, работающие на высших гармониках, получили название г а р м о н и к о в ы х.

На рис. 6.19 показаны диаграммы направленности симметричных антенн в плоскости, проходящей через ось вибраторов, при различных отношениях l/λ без учета влияния земли. Для того

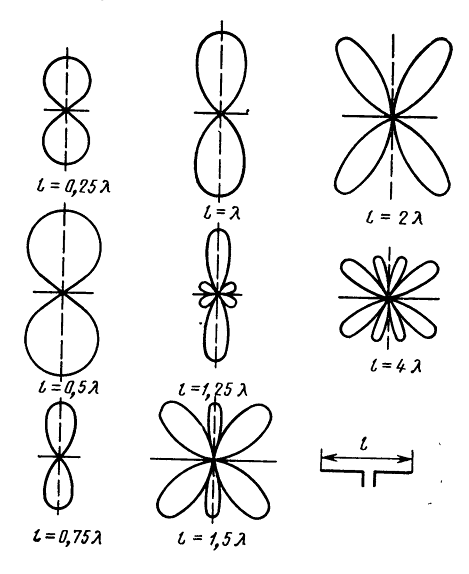


Рис. 6.19. Диаграммы направленности симметричных вибраторов различной длины

чтобы получить диаграмму направленности в вертикальной плоскости несимметричных заземленных вибраторов вдвое меньшей высоты, нужно повернуть всю картину на 90° и отрезать нижнюю половину по штриховой линии. Из проведенного рассмотрения становится ясно, что входное сопротивление и направленные свойства вибратора зависят от отношения l/λ или, как говорят, «э л е к т р и ч е с к о й д л и н ы» вибратора, т. е. его длины, выраженной в долях рабочей волны.

6.5. СИНФАЗНЫЕ И ПРОТИВОФАЗНЫЕ АНТЕННЫ. РЕФЛЕКТОРЫ И ДИРЕКТОРЫ

Для получения направленного излучения в технике КВ и УКВ радиоволн часто используют системы вибраторов, определенным образом расположенных один относительно другого. Обычно вибраторы используются так, что токи в них находятся либо в фазе, либо в противофазе. В зависимости от этого систему называют с и н ф а з н о й или п р о т и в о ф а з н о й. Впервые такие антенные системы разработаны в СССР М. А. Бонч-Бруевичем и В. В. Татариновым.

Рассмотрим сначала работу противофазных антенн. Если вибраторы, по которым протекают противофазные токи (т. е. сдвинуты на 180°), расположить на некотором расстоянии D друг от друга, соизмеримом с длиной волны, то система будет излучать. Каждый из

таких вибраторов (рис. 6.20) излучает во все стороны электромагнитные волны, фазы которых у вибратора определяются фазой тока в этом вибраторе. Волна, излученная вибратором *1*, движущаяся направо, достигает вибратора *2*

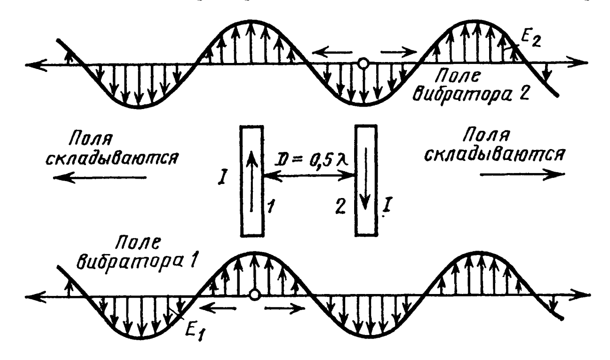


Рис. 6.20. Сложение волн двух противофазных вибраторов

через отрезок времени $t = D/c$. Если расстояние D равно половине длины волны, то волна подойдет к **вибратору 2** через полпериода после того, как она была излучена вибратором *1*. За это время ток в вибраторе *2*, фаза которого на 180° отличается от фазы тока в вибраторе *1*, изменит фазу на 180° и будет излучать волну, фаза которой совпадает с фазой волны, пришедшей от вибратора *1*. При этом произойдет сложение обеих волн. Вполне очевидно, что аналогичная картина будет происходить при движении волн в противоположном направлении, т. е. в направлении от вибратора *2* к вибратору *1*.

В других направлениях (рис. 6.21,*а*) разность хода между обеими излученными волнами меньше, поскольку она всегда меньше отрезка *АБ*. По этим направлениям волны складываются, не совпадая по фазе, и суммарное поле получается меньше, чем в направлении оси системы (т. е. линии *АБ*, перпендикулярной осям вибраторов). При угле $\varphi > 45°$ происходит частичное взаимное уничтожение волн и при $\varphi = 90°$, т. е. в направлении, перпендикулярном оси системы, разность хода становится равной нулю и обе волны полностью взаимно уничтожаются. На рис. 6.21,*а* приведена диаграмма направленности такой противофазной системы в плоскости, перпендикулярной оси вибраторов. Диаграмма направленности в плоскости, проходящей через ось вибраторов, зависит от того, является ли каждый из них симметричным или несимметричным излучателем, и от его электрической длины.

Если к данной системе присоединить еще одну такую же пару противофазных излучателей и расположить ее в той же плоскости так, чтобы расстояние между соседними проводами было около 0,5λ (рис. 6.21,*б*), то она будет создавать дополнительное усиление излучения в направлении оси системы. При достаточно большом числе противофазных излучателей можно получить очень острую диаграмму направленности, максимум которой направлен вдоль оси антенной системы. Такие антенны относятся к классу п р о д о л ь н ы х и з л у ч а т е л е й. Следует заметить, что рас-

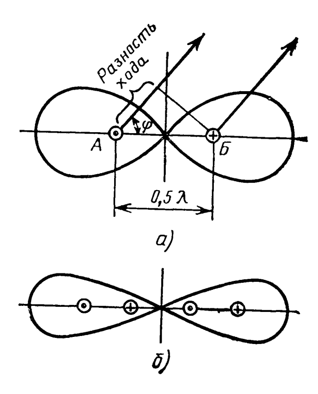


Рис. 6.21. Диаграммы направленности противофазных антенн в плоскости, перпендикулярной оси вибраторов:

а — для двух вибраторов; *б* — для четырех вибраторов

стояние в полволны между противофазными излучателями не является обязательным. Противофазные антенны с уменьшенным расстоянием между вибраторами обладают значительно большей направленностью, чем рассмотренная нами система.

Причину увеличения направленности при уменьшении расстояния между вибраторами ($D<0,5\lambda$) нетрудно понять из рассмотрения диаграммы направленности антенны при расстоянии между вибраторами $D=0,5\lambda$ (рис. 6.21,*а*). В направлениях, близких к оси системы, разность фаз волн, излученных обоими вибраторами, невелика, и результирующая волна уменьшается сравнительно мало. В направлениях же, далеких от оси системы, разность фаз получается большой, и небольшое изменение направления приводит к резкому изменению амплитуды суммарной волны. У антенны с укороченными расстояниями между вибраторами уже по оси системы имеется значительная разность фаз. Поэтому даже небольшое отклонение от него приводит к резкому уменьшению амплитуды суммарной волны и диаграмма направленности оказывается много острее, чем у противофазных антенн, у которых $D=0,5\lambda$. Чем меньше расстояние между вибраторами, тем выше направленность антенной системы, но одновременно тем сильнее уменьшается сопротивление излучения антенны. Поэтому обычно расстояние между вибраторами берут не менее $0,1\lambda$.

Синфазные системы, т. е. системы, состоящие из вибраторов, токи в которых совпадают по фазе, имеют максимум излучения в направлении, перпендикулярном оси системы, так как волны, излученные вибраторами в этом направлении, не имеют разности хода и, следовательно, складываются друг с другом в одинаковых фазах (рис. 6.22) В других направлениях проявляется некоторая разность хода, возрастающая по мере уменьшения угла φ. Наибольшего значения разность хода достигает в направлении оси системы. В случае, изображенном на рис. 6.22,*а*, она равна половине волны. Поэтому в этом направлении волны взаимно уничтожаются. Таким образом, синфазная система имеет максимум излучения в направлении, по которому противофазная система не излучает, и не излучает в направлении, по которому противофазная система имела максимум излучения.

Как синфазные, так и противофазные антенны обладают двунаправленным излучением, т. е. имеют одинаковые максимумы излучения в двух противоположных направлениях. Однонаправленное излучение получается, когда в вибраторах, расположенных на расстоянии в четверть волны друг от друга, токи сдвинуты по фазе один относительно другого на четверть периода. Если ток в вибраторе *1* (рис. 6.23,*а*) опережает по фазе на 90° ток в вибраторе *2*, то волна вибратора *1*, движущаяся в сторону вибратора *2*, достигает последнего через промежуток времени $t=\lambda/4c=T/4$. В это время ток в нем будет иметь ту фазу, которую имел ток в вибраторе *1* при излучении волны, дошедшей теперь до вибратора *2*. Поэтому волна вибратора *2* будет синфазна с волной, пришедшей от вибратора *1*, и обе волны будут складываться. В результате этого в направлении А суммарная волна будет в 2 раза больше волн каждого из вибраторов.

В противоположном направлении Б имеет место обратная картина. Пока волна вибратора *2*, ток в котором отстает на четверть периода от тока вибратора *1*, достигнет последнего, пройдет четверть периода, и ток в вибраторе *1* к этому моменту времени уже на полпериода опередит ток вибратора *2*, создавшего волну, подошедшую к вибратору *1*. Последняя окажется в противофазе с волной, излученной вибратором *1*,

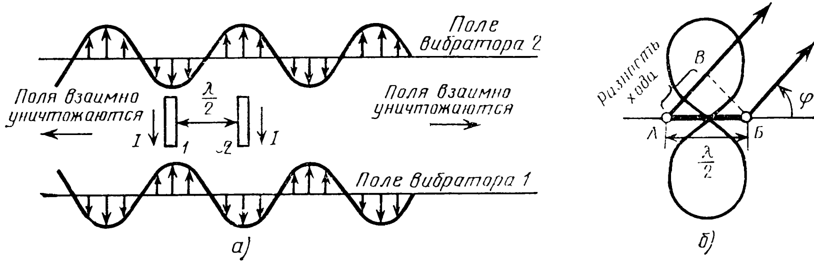


Рис. 6.22 Излучение двух синфазных вибраторов:
а — сложение волн; *б* — диаграмма направленности

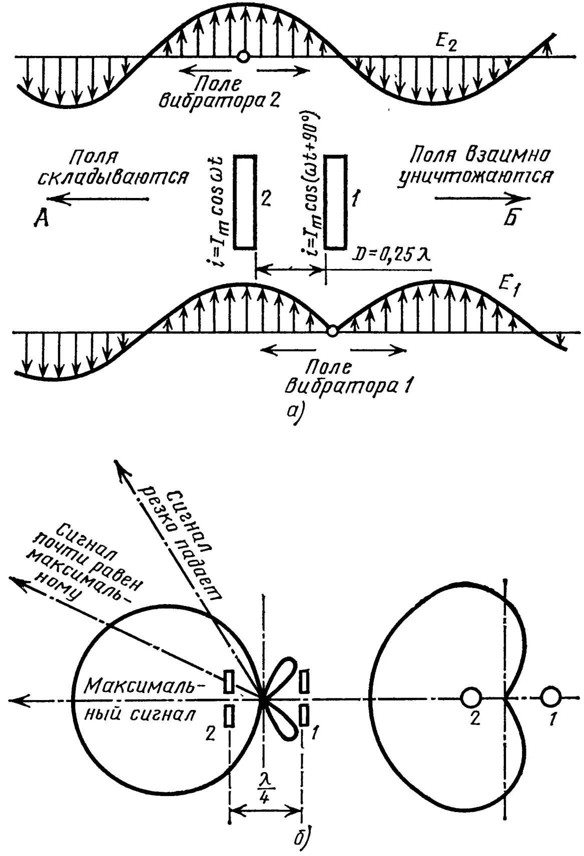


Рис. 6.23. Система из двух излучателей, обладающая однонаправленным излучением:
а — сложение волн вибраторов; *б* — диаграмма направленности в плоскости вибраторов; *в* — диаграмма направленности в плоскости, перпендикулярной вибраторам

и в направлении Б волны взаимно уничтожаются. По другим направлениям из-за другой разности хода происходит либо частичное уничтожение, либо частичное сложение волн. Из диаграммы направленности такой системы (рис. 6.23,*б* и *в*) видно, что вибратор, в котором ток опережает по фазе ток другого вибратора, как бы отражает излученные последним волны и посылает их в противоположном направлении. Благодаря такому действию вибратора *1* его называют р е ф л е к т о р о м (или зеркалом), а вибратор *2* — а н т е н н о й.

Однонаправленность может быть получена и при других расстояниях между вибраторами, но тогда разность фаз токов в них должна быть иной. Если, например, сделать расстояние меньше четверти волны, то для того чтобы волна, достигшая рефлектора, встретила противофазную волну, нужно, чтобы ток в рефлекторе опережал ток в антенне на угол больше 90°. В случае уменьшенных расстояний между антенной и рефлектором, даже по оси системы в направлении главного излучения, между волнами вибраторов при их сложении есть некоторая разность фаз, поэтому уменьшение излучения по боковым направлениям будет более резким, чем при расстоянии в четверть волны, и диаграмма направленности таких антенн будет уже.

Волна, излученная антенной и падающая на рефлектор, наводит в нем значительные токи. Если наведенный ток будет опережать по фазе на 90° ток в антенне, то рефлектор будет выполнять свои функции, не требуя самостоятельного питания. Нужный сдвиг фаз всегда можно установить соответствующей настройкой рефлектора, заключающейся в подборе его длины. Рефлектор может представлять для наведенных токов активное (если его длина равна λ/2), емкостное (если его длина меньше λ/2) или индуктивное (если его длина больше λ/2) сопротивление, в результате чего токи в нем окажутся на тот или иной угол сдвинутыми по фазе по отношению к возбуждающей в нем ЭДС волне.

Вследствие того, что ток, наведенный в рефлекторе, всегда меньше тока в антенне, полной компенсации излучения в направлении, обратном направлению главного излучения, достигнуть не удается. Поэтому диаграмма направленности антенны с таким рефлектором (рис. 6.24) всегда будет несколько хуже диаграммы антенны с питаемым рефлектором.

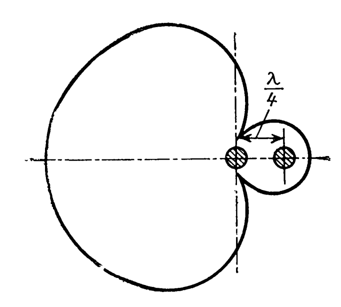


Рис. 6.24. Диаграмма направленности антенны с пассивным рефлектором

Рефлекторы, не требующие самостоятельного питания и возбуждающиеся полем излучения антенны, называются пассивными в отличие от рефлекторов, питаемых от генератора, которые называются активными. Антенны с пассивными рефлекторами имеют более простую систему питания и менее сложны в настройке. Поэтому они получили широкое распространение.

В системе, состоящей из антенны и активного рефлектора, вибраторы можно заставить поменяться ролями, изменив, например, направление тока в одном из них на противоположный. При этом ток в вибраторе *2* будет опережать ток в вибраторе *1* и диаграмма направленности антенны изменит свою ориентацию на 180° (рис. 6.25). То же

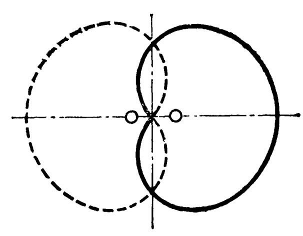


Рис. 6.25. Изменение диаграммы направленности антенны с рефлектором при изменении фазы тока в одном из вибраторов на 180°

самое нетрудно осуществить и в системе, состоящей из антенны и пассивного рефлектора.

Вид и положение диаграммы направленности определяются одновременно расстоянием между вибраторами и сдвигом фаз между токами в вибраторах. Изменяя расстояние и сдвиг фаз, можно получать различные диаграммы направленности. На рис. 6.26 приведены диаграммы направленности для антенны с пассивным вибратором. Здесь в каждом горизонтальном ряду изображены диаграммы направленности антенны с пассивным вибратором при фиксированном расстоянии между ней и вибратором при различной настройке последнего. Настройку пассивного вибратора характеризует угол сдвига фаз $\theta_п$ между током и напряжением в нем. Настраивают пассивный излучатель, изменяя длину вибратора или присоединяемого к нему шлейфа. Рассматривая вертикальные ряды, можно проследить, как изменяется диаграмма направленности системы при фиксированной настройке пассивного вибратора и различных расстояниях между вибраторами. Легко видеть, что при различной расстройке и при одном и том же расстоянии пассивный вибратор может либо почти не влиять на диаграмму направленности антенны, либо играть роль рефлектора, либо, наоборот, направлять излучение на себя. В этом случае пассивный вибратор называют директором.

Точно так же, рассматривая вертикальные ряды диаграмм, можно убедиться, что пассивные вибраторы, имеющие одинаковый сдвиг фаз, могут

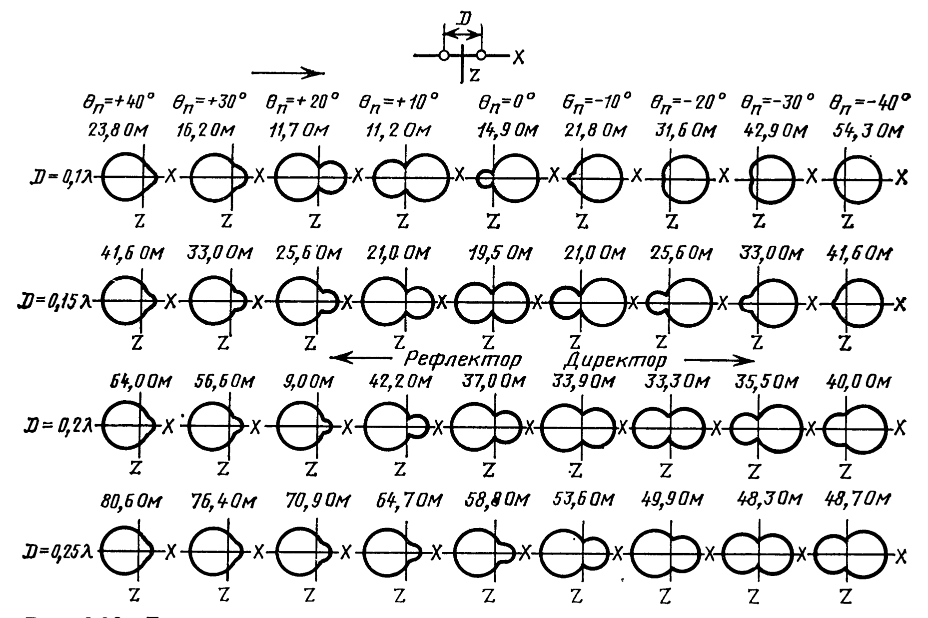


Рис. 6.26. Диаграммы направленности и сопротивление излучения антенны с пассивными вибраторами при различной настройке и различных расстояниях между вибраторами

играть роль рефлектора или директора в зависимости от расстояния до антенны. При этом заметно, что с уменьшением расстояния компенсация излучения в направлении, обратном направлению главного излучения, получается намного лучше, чем при больших расстояниях. Это объясняется увеличением амплитуды тока, наведенного в пассивном вибраторе при сближении его с антенной.

В антенной технике широко используются как рефлекторы, так и директоры, а в некоторых случаях применяются и те, и другие вместе.

На рис. 6.26 над каждой из диаграмм направленности указано сопротивление излучения для антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов. Из указанных сопротивлений видно, что с уменьшением расстояния между вибраторами сопротивление излучения уменьшается.

6.6. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Горизонтальный провод, расположенный низко над землей (на высоте, малой по сравнению с длиной волны), практически ничего не излучает, так как при этом образует со своим зеркальным изображением обычную двухпроводную длинную линию. С увеличением высоты расстояние между антенной и ее зеркальным изображением растет, и, когда оно становится соизмеримым с длиной волны, они образуют излучающую противофазную систему. Естественно, что вид характеристики излучения изменяется в зависимости от высоты. На рис. 6.27,*а* приведены диаграммы направленности расположенного над землей полуволнового вибратора в плоскости, перпендикулярной его оси. Рассмотрение этих диаграмм приводит к выводу, что горизонтальная антенна, расположенная над хорошо проводящей землей, не излучает энергию вдоль поверхности земли.

В вертикальной плоскости, проходящей через ось вибратора, интенсивность излучения также зависит от высоты. Для нахождения диаграмм направленности в этой плоскости воспользуемся общим правилом нахождения диаграмм сложных систем. В подавляющем большинстве случаев эти антенные системы строятся так, что отдельные излучате-

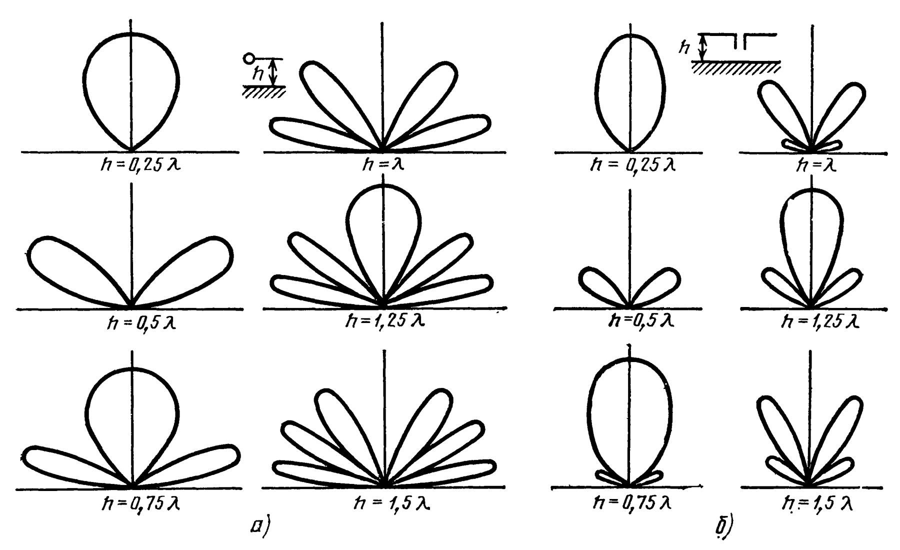


Рис. 6.27. Диаграммы направленности полуволнового вибратора над хорошо проводящей землей при различных высотах подвеса

ли, входящие в них, имеют одинаковые диаграммы направленности и одинаково ориентируются в пространстве. Это позволяет найти результирующую диаграмму направленности антенны в два приема.

Прежде всего рассчитывают результирующую диаграмму направленности системы в предположении, что все ее элементы излучают энергию по всем направлениям с некоторой средней интенсивностью, а затем учитывают неравномерность излучения вибраторов по различным направлениям, умножая графически диаграмму системы ненаправленных излучателей на диаграмму направленности вибратора (построенную в относительных единицах). На рис. 6.27,*б* представлены полученные таким образом диаграммы направленности поднятого на высоту h полуволнового вибратора в плоскости, проходящей через его ось. Для этого диаграммы на рис. 6.27,*а* графически перемножаются на диаграмму направленности полуволнового вибратора в данной плоскости, приведенную на рис. 6.12.

Из рис. 6.27 видно, что с увеличением высоты возрастает число лепестков в диаграмме направленности и одновременно увеличивается направленность излучения. В направлении максимального излучения поле горизонтальной антенны превышает поле ненаправленного излучателя в 1,4—1,7 раза при изменении высоты подвеса от $h=0{,}25\lambda$ до $0{,}5\lambda$, т. е. коэффициент направленного действия получается небольшой. Важно заметить, что в плоскости, перпендикулярной оси вибратора, в которой его диаграмма направленности представляет окружность, с увеличением высоты подвеса вибратора возрастает интенсивность излучения под малыми углами к горизонту. При этом чем выше подвешена антенна, тем ближе к горизонту располагается нижний лепесток. Излучение под углами, близкими к вертикали, при изменении h периодически то появляется, то исчезает.

Из зависимости сопротивления излучения горизонтального полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей (рис. 6.28) видно, что сопротивление излучения быстро возрастает с увеличением высоты, достигая на высоте $h=0{,}25\lambda$ величины сопротивления излучения диполя в свободном пространстве. При дальнейшем увеличении высоты сопротивление излучения практически изменяется относительно мало. Следовательно, ориентировочные энергетические расчеты вибраторов, подвешенных на высоте более $0{,}25\lambda$, можно производить без учета влияния земли, тем более, что точный учет его затруднен различием электрических свойств земной поверхности. Сопротивление излучения антенн других размеров изменяется таким же образом, и при расчетах допус-

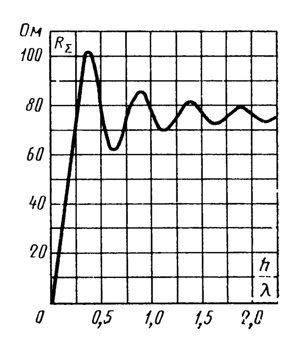


Рис. 6.28. Изменение сопротивления излучения горизонтального полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей

тимо пользоваться графиком, приведенным на рис. 6.28, при увеличении или уменьшении абсолютного значения сопротивления излучения в соответствии с графиком рис. 6.5.

Обычно поверхность земли под антенной не обладает свойствами идеального проводника, поэтому электрическое поле антенны наводит в земле переменные токи, имеющие значительную вертикальную составляющую. Эти токи также создают поле излучения антенны, в результате чего поле антенны, подвешенной над поверхностью земли, содержит не только горизонтально, но и вертикально поляризованные волны.

Поскольку земля представляет для токов, наведенных в ней, конечное сопротивление, то некоторая доля энергии, излучаемая антенной, поглощается. Чем ближе антенна к земле, тем значительнее потери и меньше ее КПД. В результате поглощения в почве отраженные земной поверхностью волны имеют меньшую интенсивность, чем при отражении от идеально проводящей земли, в которой поглощение энергии отсутствует. Поэтому результирующее поле над поверхностью земли отличается от поля над идеальным проводником. Наибольшее отличие имеет место при низком расположении антенны. Влияние сопротивления земли в этом случае может привести к повороту характеристики излучения полуволнового вибратора на 90°. При этом излучение в горизонтальной плоскости оказывается направленным вдоль оси вибратора.

Объясняется это тем, что при плохой проводимости земли емкостные токи от вибратора проникают в землю (рис. 6.29) и цепь тока образует рамку,

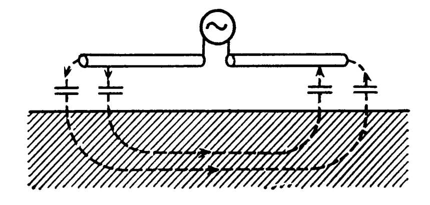


Рис. 6.29. Горизонтальный вибратор над плохо проводящей землей

диаграмма направленности которой имеет в горизонтальной плоскости вид восьмерки, вытянутой вдоль оси вибратора (см. § 6.8). Излучение же тока, протекающего в горизонтальном вибраторе при низком расположении, невелико из-за влияния его «зеркального изображения». Это явление сказывается в разной степени при различной высоте подвеса антенны и различной проводимости земли. В общем случае излучение горизонтального диполя в направлении оси не равно нулю, что благоприятно для ненаправленной работы.

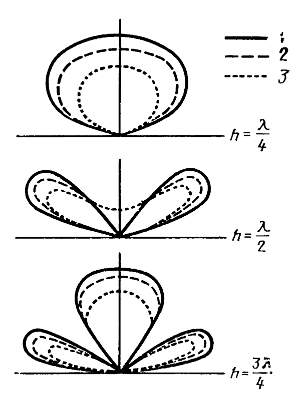


Рис. 6.30. Диаграммы направленности горизонтальных вибраторов в плоскости, перпендикулярной их оси над поверхностями с различной проводимостью

На рис. 6.30 приведены экспериментально снятые на волне 50 м диаграммы направленности в вертикальной плоскости горизонтальных антенн, распо-

ложенных над хорошо проводящей поверхностью (кривая *1* — над морской водой), над полупроводящей поверхностью (кривая *2* — над сырой почвой) и над плохо проводящей поверхностью (кривая *3* — над сухой почвой). Они показывают, что с ухудшением проводимости почвы результирующее поле несколько уменьшается, однако эти изменения не очень велики. Поэтому на практике пользуются диаграммами, полученными для горизонтальных антенн над идеально проводящей землей.

Вертикальные антенны, излучающие над идеально проводящей землей, образуют со своим зеркальным изображением синфазную систему вытянутых по одной линии вибраторов. Такая система имеет максимум излучения в плоскости, перпендикулярной их оси, т. е. в горизонтальной плоскости, и минимум излучения в вертикальном направлении.

На рис. 6.31,*а* приведены характеристики излучения двух синфазных ненаправленных излучателей при различных расстояниях между ними, а на рис. 6.31,*б* — характеристики излучения полуволнового симметричного вибратора, расположенного на разной высоте над землей. С увеличением высоты подвеса возрастает число лепестков диаграммы направленности и увеличивается направленность излучения в направлении к горизонту. Новые лепестки появляются под большими углами к горизонту и с увеличением высоты подвеса антенны увеличивают свою интенсивность и опускаются вниз; одновременно они сужаются, и направленность излучения возрастает.

Несколько иначе обстоит дело с излучением несимметричных заземленных антенн. Они вместе со своими зеркальными изображениями образуют симметричные антенны, характер излучения которых целиком определяется их длиной. Поэтому для нахождения диаграмм направленности нужно пользоваться соответствующими характеристиками излучения симметричных антенн различной длины, приведенными на рис. 6.19.

Сопротивление излучения вертикальных антенн меньше, чем горизонтальных, зависит от высоты подвеса. При минимальной высоте подвеса, когда нижний конец антенны находится на уровне земли, сопротивление излучения полуволнового вибратора, как указывалось выше, равно 100 Ом. При увеличении высоты центра антенны над землей оно быстро падает до сопротивления излучения полуволнового вибратора в свободном пространстве (73,1 Ом). Начиная с высоты $h=0{,}25\lambda$ (рис. 6.32) все энергетические расчеты вертикальных антенн можно производить, не учитывая влияния земли.

Если земля имеет плохую проводимость, диаграмма направленности изменяется главным образом под малыми

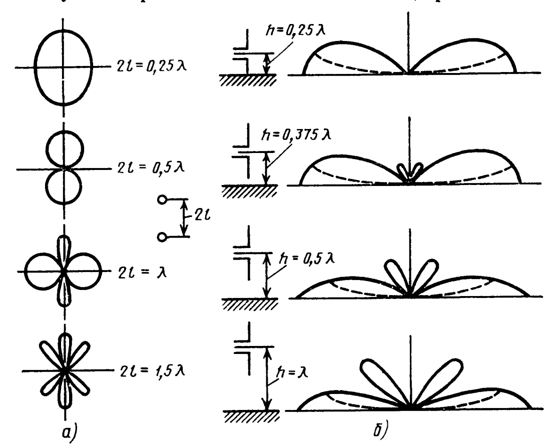


Рис. 6.31. Диаграммы направленности вертикальных антенн, расположенных над землей:
а — двух синфазных ненаправленных излучателей; *б* — полуволнового симметричного вибратора (штриховые линии соответствуют случаю плохо проводящей земли)

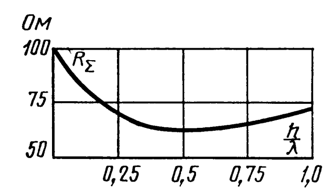


Рис. 6.32. Зависимость сопротивления излучения вертикального заземленного полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей

углами к горизонту. Влияние поглощения в земле сказывается в том, что исчезает излучение вдоль земной поверхности и нижний лепесток диаграммы направленности приобретает вид, показанный на рис. 6.31,*б* штриховой линией. Одновременно появляется небольшой добавочный лепесток под большим углом к горизонту, но интенсивность его невелика, и обычно его не учитывают.

Естественно, что вследствие поглощения результирующее поле излучения будет ослаблено по сравнению со случаем идеально проводящей земли.

Аналогичные изменения происходят в диаграмме направленности заземленных вибраторов (рис. 6.33). Она пока-

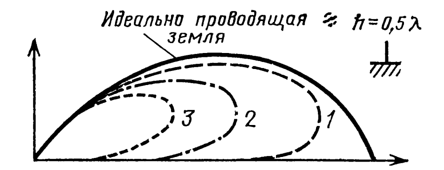


Рис. 6.33. Диаграммы направленности вертикального заземленного вибратора над землей с разной проводимостью

зывает, что в основном влияние плохой проводимости земли выражается в ослаблении поля и эффекте «отброса» нижнего лепестка диаграммы направленности от поверхности земли.

6.7. СЛОЖНЫЕ ВИБРАТОРЫ

Антенны с большим сопротивлением излучения обладают высоким КПД, характеризуются малыми токами и напряжениями при резонансе, просты в настройке и регулировке. Поэтому всегда стремятся к максимальному увеличению сопротивления излучения антенны, увеличивая для этого длину излучающего провода. Однако у линейных проводов увеличение сопротивления излучения с увеличением их длины происходит не непрерывно, а периодически замедляется небольшими уменьшениями этого сопротивления (см. рис. 6.5), вызванными излучением противофазных участков провода.

Увеличить сопротивление излучения при увеличении длины антенны можно двумя путями. Во-первых, можно согнуть участки с противоположным направлением тока в неизлучающие четвертьволновые шлейфы, как это делается в синфазных антеннах (см. рис. 6.1,*м*). Но при этом общая длина входящих в антенную систему проводов, определяющая сопротивление потерь, оказывается почти вдвое больше длины излучающей части. Поэтому синфазные антенны из проводов, вытянутых в одну линию, применяются только для получения направленного излучения. Во-вторых, можно согнуть антенный провод в тех местах, где изменяется направление тока. Тогда пространственное направление токов в отдельных участках антенной системы уже не будет противоположным, и при угле изгиба в 90° компенсирующее действие их излучения сведется к нулю. Образующаяся при этом система носит название антенны Ширекса (рис. 6.34).

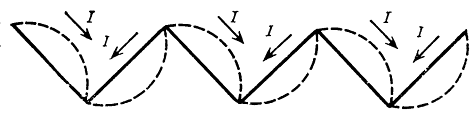


Рис. 6.34. Антенна Ширекса

Если угол изгиба сделать равным 180°, то пространственное направление токов в антенне станет везде одинаковым. При небольшом по сравнению с длиной волны расстоянии между излучающими участками созданные ими волны приходят в любые точки пространства с одинаковой фазой и усиливают друг друга. На рис. 6.35 приведены типичные примеры так называемых ш л е й ф - в и б р а т о р о в, основанных на данном принципе. Все они имеют общую длину провода, равную целому числу полуволн, и поэтому являются резонансными системами, входное сопротивление которых носит чисто активный

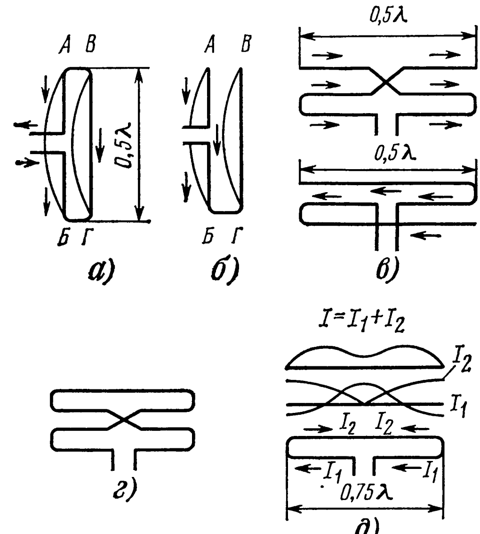


Рис. 6.35. Шлейф-вибраторы:
а — петлевой вибратор; *б* — петлевой вибратор без перемычки; *в* — трехэлементные вибраторы; *г* — четырехэлементный вибратор; *д* — вибратор с длиной 3λ/4

характер. Ток от генератора последовательно обтекает синфазные излучающие элементы, представляющие собой полуволновые вибраторы.

В отличие от синфазных антенн из вибраторов, вытянутых в одну линию, такие системы не содержат неизлучающих участков провода, поэтому сопротивление потерь в них минимально. Зато диаграмма направленности шлейф-вибраторов практически не отличается от диаграммы простого полуволнового вибратора.

На рис. 6.35,*а* показана двухвибраторная шлейф-антенна, которую часто называют также п е т л е в ы м   в и б р а т о р о м. В ней конец *В* соединен с концом *А* для того, чтобы не нарушать симметрии системы. В противном случае (рис. 6.35,*б*) в питающем фидере потекут различные токи, и он создаст интенсивное излучение в окружающем пространстве. Необходимо обратить внимание на то, что оба вибратора при этом оказываются соединенными не параллельно, как это могло бы показаться на первый взгляд, а последовательно. В тех случаях, когда в антенне укладывается нечетное число полуволн (рис. 6.35,*в*), система получается симметричной и соединять ее концы не нужно. На рис. 6.35,*г* изображена четырехэлементная антенна.

Из приведенных примеров видно, что во всех проводах, образующих сложные вибраторы, одновременно текут одинаковые синфазные токи. Поскольку они располагаются в непосредственной близости один от другого, то такую систему можно рассматривать как единый вибратор, в котором течет ток $I_{mA} = nI_{mA1}$, где n — число элементов в антенне, а I_{mA1} — амплитуда тока в элементах.

Мощность излучения сложного вибратора может быть подсчитана по общей формуле $P_\Sigma = \frac{1}{2}(nI_{mA1})^2 R_\Sigma = \frac{1}{2} I^2_{mA1} n^2 R_{\Sigma 1}$ где $R_{\Sigma 1}$ — сопротивление излучения одного элемента (полуволнового вибратора). Отсюда

$$R_\Sigma = n^2 R_{\Sigma 1}, \tag{6.19}$$

т. е. сопротивление излучения сложного вибратора равно сопротивлению излучения его отдельного элемента, умноженного на квадрат числа образующих его элементов.

Результаты измерений сопротивлений излучения вибраторов совпадают со значениями, получаемыми по формуле (6.19). Так, для петлевого двухэлементного вибратора при измерениях получено $R_\Sigma = 320$ Ом, а для трехэлементного вибратора $R_\Sigma = 640$ Ом. Некоторое расхождение полученных значений с вычисленными по формуле (6.19) объясняется изменением закона распределения тока в проводах вибраторов из-за их взаимного влияния. Эти сопротивления излучения настолько велики, что двух- и трехэлементные вибраторы можно непосредственно согласовывать с открытыми двухпроводными линиями, что является весьма ценным свойством.

Сложные вибраторы допускают удовлетворительную работу без перестройки антенны и питающего ее фидера внутри любого любительского диапазона; при работе же с обычным вибратором коэффициент бегущей волны фидера изменяется в пределах такого диапазона примерно в 2 раза. Это свойство является также чрезвычайно ценным при широкополосной работе, например при передаче и приеме частотно-модулированных сигналов, в телевидении, телеуправлении и радиолокации.

Сопротивления излучения можно

подбирать, изгибая провод не в точках, где ток меняет свое направление, а в других точках провода. Тогда в отдельных частях вибраторов будут течь противофазные токи, и сопротивление излучения будет несколько уменьшено. Например, с 500-омной воздушной линией хорошо согласуется петлевой вибратор, состоящий из двух вибраторов длиной 0,75λ и имеющий сопротивление излучения $R_{\Sigma}=500$ Ом (рис. 6.35,*д*). Полная длина провода такого вибратора равна 1,5λ, поэтому он является резонансной системой. Распределение тока в обоих проводах различно; оно показано на рис. 6.35,*д*. Диаграмма направленности такой системы мало отличается от диаграммы направленности полуволнового вибратора. В некоторых случаях одновременно с изменением сопротивления излучения меняется и диаграмма направленности.

6.8. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

В отличие от рассмотренных выше антенн рамочная антенна (рис. 6.36,*а* и

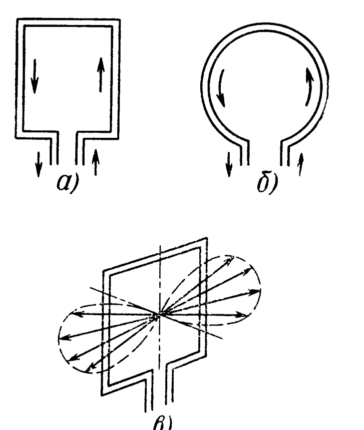


Рис. 6.36. Рамочные антенны:
а — квадратная рамка; *б* — круглая рамка; *в* — диаграмма направленности

б) используется на волнах, длина которых намного больше ее собственной волны. Рамку можно представить как расширенный конец короткозамкнутого фидера. Собственная волна рамки обычно в 4—6 раз длиннее общей протяженности входящих в нее проводов. Настройка ее производится с помощью конденсаторов или катушек индуктивности, включаемых на ее входе. Вследствие того, что размеры рамочной антенны обычно намного меньше длины рабочей волны, токи в противолежащих сторонах ее имеют противоположное направление.

В плоскости, перпендикулярной рамке, антенна обладает диаграммой направленности, имеющей вид восьмерки (рис. 6.36,*в*). В направлении перпендикуляра к плоскости рамки противофазные волны, излученные противолежащими ее сторонами, не имеют разности хода и взаимно уничтожаются. По другим направлениям полного уничтожения не происходит вследствие появления некоторой разности хода. Наибольшего значения разность хода достигает в направлении прямой, соединяющей стороны рамки. По этому направлению излучение максимально.

Вследствие малой длины сторон рамочной антенны (расстояния между попарно противофазными излучающими элементами малы по сравнению с длиной волны) сопротивление излучения и действующая высота такой антенны незначительны. Поэтому рамочные антенны редко используются в передатчиках. В приемной же технике они находят широкое применение. Для увеличения действующей высоты рамочной антенны ее можно выполнить из нескольких витков провода. Форма контура рамки при этом может быть как прямоугольной, так и круглой.

Действующая высота рамочной антенны рассчитывается по формуле

$$h_{д} = 2\pi n S \frac{1}{\lambda},$$

где n — число витков провода, образующего рамку, а S — площадь рамки.

Магнитное поле, а следовательно, и действующую высоту рамки можно увеличить, если намотать ее на сердечник из материала с высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями для токов высокой частоты. В качестве такого материала чаще всего используют феррит. Такие антенны, получившие широкое распространение в приемной технике, называют *магнитными*.

Феррит представляет собой твердый раствор окислов железа и других металлов с магнитной проницаемостью, измеряемой тысячами единиц на длинных волнах. Чем выше частота, тем труднее получить высокую магнитную проницаемость. К диапазону метровых

волн она снижается до нескольких десятков единиц.

Ферритовые стержни (кольца) изготовляются из мелких зерен ферромагнитного материала, разделенных твердым диэлектриком, поэтому их относят к ферродиэлектрикам, обладающим очень малой проводимостью. Отсутствие токов проводимости определяет малый уровень потерь даже на очень высоких частотах.

Ферритовые рамки широко применяют в качестве встроенных антенн радиовещательных приемников. Наличие направленных свойств часто позволяет избавляться от помех со стороны местных радиостанций или источников индустриальных помех.

6.9. АНТЕННЫ ДЛИННЫХ И СРЕДНИХ ВОЛН

На ДВ и СВ земная поверхность имеет обычно хорошую проводимость. У поверхности же хорошего проводника электрическое поле может быть направлено только перпендикулярно его поверхности. Поэтому как передающие, так и приемные антенны для этих волн должны обладать развитой вертикальной частью.

Для того чтобы антенна была резонансной и имела достаточно большие сопротивления излучения и КПД, ее размеры должны приближаться по крайней мере к $0{,}25\lambda$, т. е. на ДВ высота ее должна быть равна нескольким сотням метров. Практически удается построить антенны (мачты) высотой не более 200—300 м. Поэтому на волнах длиннее 1000 м, как правило, приходится работать с антеннами длиной меньше резонансной. Вследствие этого входное сопротивление антенны имеет реактивную составляющую емкостного характера, для компенсации которой последовательно с антенной приходится включать катушку индуктивности (рис. 6.37,*а*). Эти время активное сопротивление удлинительных катушек довольно значительно. Поэтому сопротивление потерь в цепи антенны становится больше или того же порядка, что и сопротивление излучения, и в соответствии с формулой (6.7) КПД антенны получается довольно низким.

На СВ при работе антенны в широком диапазоне частот может оказаться, что частота подводимых к ней колебаний ниже резонансной. В этом случае реактивная составляющая ее входного сопротивления имеет индуктивный характер, и для настройки антенны приходится применять конденсатор, который принято называть *укорачивающим*. В общем случае цепь настройки диапазонной антенны должна содержать как емкость, так и индуктивность. С точки зрения получения максимального КПД антенны выгоднее, конечно, работать с укорачивающим конденсатором, но это не всегда возможно из-за трудностей, связанных с созданием антенны большой длины.

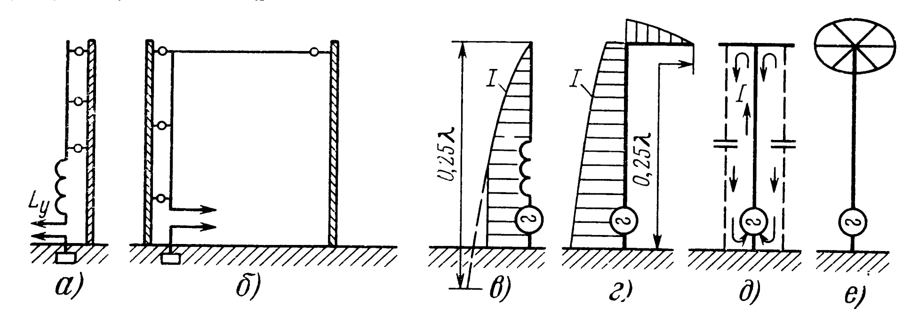


Рис. 6.37. Антенны ДВ и СВ:
а — заземленный вибратор с удлинительной катушкой; *б* — Г-образная антенна; *в* — распределение тока в антенне с катушкой; *г* — распределение тока в Г-образной антенне; *д* — Т-образная антенна; *е* — антенна со «звездочкой»

катушки часто называют *удлинительными*. Сопротивление излучения, как это видно из графика, приведенного на рис. 6.5, у антенн с малой электрической длиной весьма мало. В то же

Применение элементов настройки не изменяет сопротивления излучения антенны, которое определяется только ее электрической длиной, и поэтому при работе с короткими антеннами сопротивле-

ние излучения всегда невелико. Поэтому для получения большой мощности излучения в таких антеннах приходится возбуждать большие токи. Малое сопротивление излучения приводит также к тому, что резонансная характеристика антенны становится очень острой; вследствие этого антенна очень критична в настройке. Кроме того, при низком сопротивлении излучения приходится особенно тщательно выполнять заземление нижнего конца антенны, где проходит большой ток, ибо в противном случае резко снижается КПД системы.

Для увеличения КПД вместо использования катушки индуктивности часто увеличивают длину антенны до резонансной и сгибают ее на высоте мачты под прямым углом, образовав оставшейся частью горизонтальный участок. Такая Г-образная антенна излучает лучше, чем прямая антенна с удлинительной катушкой, но она требует установки второй мачты (рис. 6.37,*б*). Если высота подвеса Г-образной антенны невелика, то горизонтальная часть ее практически не излучает, так как она образует со своим зеркальным изображением двухпроводную линию. Зато распределение тока в излучающей вертикальной части существенно улучшается. В ней укладывается часть стоячей волны тока, близкая к пучности, и пучность располагается ближе к верхнему концу, который находится в наиболее благоприятных для излучения условиях.

Увеличить амплитуду тока на конце антенны можно также, создав дополнительную горизонтальную часть в виде двух горизонтальных лучей (Т-образная антенна на рис. 6.37,*д*) или в виде многих лучей (антенна со «звездочкой» на рис. 6.37,*е*). Во всех случаях горизонтальные элементы образуют с землей некоторую емкость. Благодаря этому амплитуда тока на конце вертикальной части антенны уже не равна нулю, и распределение тока вдоль нее становится более равномерным. Площадь тока, а следовательно, и действующая высота антенны увеличиваются.

Для увеличения сопротивления излучения радиовещательные антенны часто выполняют в виде нескольких вертикальных вибраторов, питаемых от одного генератора. Вибраторы располагают на расстояниях, намного меньших длины волны, и связывают верхними горизонтальными частями (рис. 6.38). Такую систему можно рассматривать как сложное соединение Т- и Г-образных антенн.

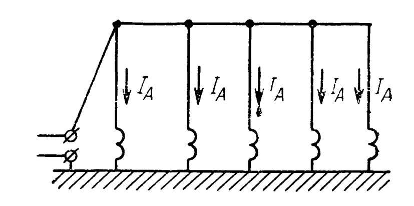


Рис. 6.38. Длинноволновая антенна из нескольких близко расположенных излучателей

Из сравнения диаграмм направленности заземленных вибраторов различной длины (рис. 6.39) видно, что наи-

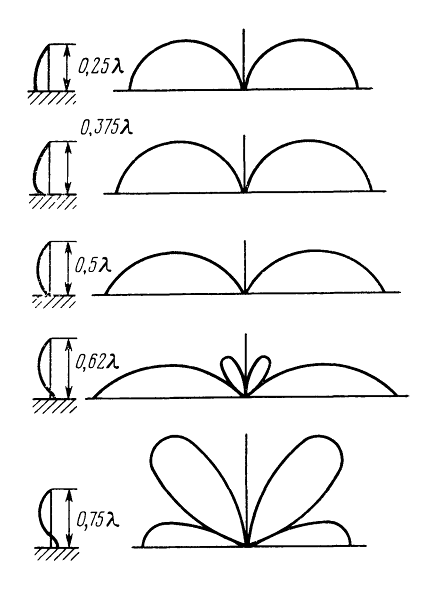


Рис. 6.39. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости заземленных вибраторов различной длины

большее излучение в направлении малых углов к горизонту (это важно при установлении дальних связей) имеют вибраторы с электрической длиной от $l/\lambda=0{,}5$ до $l/\lambda=0{,}62$. Исследование этого вопроса показало, что наивыгоднейшая длина антенны $l=0{,}528\lambda$. На СВ создание такой антенны вполне возможно.

6.10. АНТЕННЫ КОРОТКИХ ВОЛН

Чем короче волна, тем больше разнообразие используемых типов антенн. Для КВ проводимость почвы ухудшается, и вследствие этого возрастают потери в заземлении. Поэтому на этих волнах обычно избегают использования заземленных вибраторов. Только около больших водных поверхностей или при расположении радиостанции на сырых почвах заземленные вибраторы дают хорошие результаты. Наилучшие результаты получаются при длине вибратора в полволны. Тогда у заземления находится узел тока, и даже при большом переходном сопротивлении потери в нем будут невелики. Если высоту мачты желательно уменьшить, то можно часть вибратора согнуть под прямым углом, образуя Г-образную антенну, или сделать антенну наклонной (рис. 6.40).

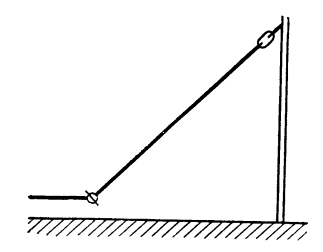


Рис. 6.40. Наклонный провод

Наиболее распространенным типом КВ антенн является горизонтальный полуволновый вибратор. Для получения максимальной дальности связи желательно иметь антенну, интенсивно излучающую под малыми углами (10—20°) к горизонту. С этой точки зрения горизонтальные вибраторы имеют хорошие диаграммы направленности при высоте подвеса от 0,5λ и выше (см. рис. 6 27,*а*), но увеличить высоту подвеса более $h=\lambda$ обычно бывает трудно.

В горизонтальной плоскости антенна имеет неравномерную диаграмму направленности; в плоскостях, расположенных под углом φ к горизонту, неравномерности будут изменяться в зависимости от высоты подвеса антенны и угла φ (рис. 6.41). Это необходимо учитывать при установке антенны, ориентируя максимумы излучения по направлению наиболее важных линий связи. Работа антенны в нужном диапазоне волн наиболее просто осуществляется при питании вибратора в центре двухпроводным воздушным фидером.

Поскольку входное сопротивление вибратора близко к 73 Ом, а фидер обладает волновым сопротивлением в несколько сотен ом, то, если не принять специальных мер, вибратор и фидер будут рассогласованы и в последнем возникнут стоячие волны. Повышение напряжения при стоячих волнах на отдельных участках фидера и ухудшение КПД, а также резкая зависимость входного сопротивления фидера от его длины являются серьезными недостатками такого метода питания. С ними можно мириться только в том случае, если длина фидерной линии не превышает 3λ—4λ. Однако в ряде случаев оказывается необходимым осуществлять согласование и при меньшей длине фидера.

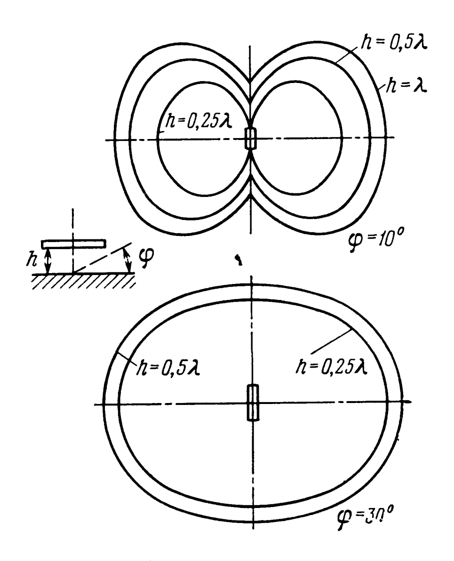


Рис. 6.41. Диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора в горизонтальной плоскости под разными углами к горизонту при различной высоте подвеса

Иногда по чисто конструктивным соображениям питающий фидер удобно присоединять к концу полуволнового вибратора. Поскольку на конце вибратора находится узел тока, то для сохранения симметрии фидера, т. е. получения узла тока на свободном конце его второго провода, этот конец крепят на изоляторе (рис. 6.42).

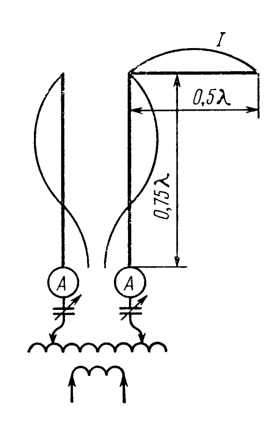


Рис. 6.42. Схема подключения фидера к концу полуволнового горизонтального вибратора

Если длина соединительного фидера больше 3λ—4λ, то потери в нем при рассогласовании становятся недопустимо большими и приходится принимать необходимые меры для согласования фидера с антенной. Это достигается обычно с помощью согласующих трансформаторов. На рис. 6.43,*а* приведен пример согласования высокоомного воздушного фидера и вибратора с низким входным сопротивлением с помощью трансформатора в виде четвертьволновой разомкнутой линии. Согласование достигается изменением точек подключения вводов фидера к трансформатору. Чем ближе они к разомкнутому концу линии трансформатора, тем выше входное сопротивление системы антенна — трансформатор.

На рис. 6.43,*б* изображен способ согласования вибраторов, имеющих большое входное сопротивление, с воздушной линией. В этом случае приходится применять трансформатор в виде отрезка короткозамкнутой линии. Согласование входного сопротивления вибратора в системе, изображенной на рис. 6.43,*в*, достигается подбором волнового сопротивления промежуточной четвертьволновой линии. Способ согласования с помощью реактивного шлейфа в виде отрезка разомкнутой и короткозамкнутой линий показан на рис. 6.43,*д* и *е*. Здесь согласование достигается путем подбора длины шлейфа и места его подключения к фидеру.

Особенно широко используется способ согласования полуволновых вибраторов с помощью отрезка расходящейся линии (рис. 6.43,*г*). Здесь, с одной стороны, согласование достигается путем изменения положения точек подключения линии к вибратору, а с другой — изменением волнового сопротивления отрезка расходящейся линии. Чем ближе к концам вибратора устанавливаются вводы, тем больше его входное сопротивление Этот же принцип положен в основу согласования вибраторов с однопроводным фидером (рис. 6.44), где оно достигается подбором смещения

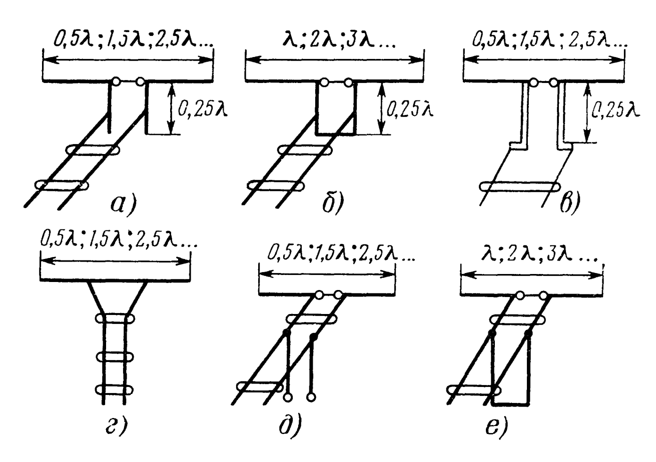


Рис. 6.43 Согласование горизонтальных вибраторов с двухпроводными фидерами

ввода Δ от центра вибратора. Из-за того, что при согласовании энергия переносится вдоль линии и поглощается нагрузкой, излучение однопроводного фидера в этом случае невелико.

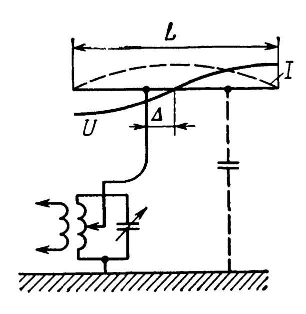


Рис. 6.44. Согласование горизонтального вибратора с однопроводным фидером

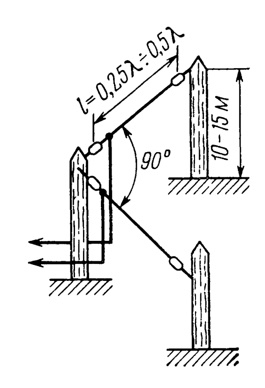


Рис. 6.45. Уголковая антенна Пистолькорса

Широкое распространение на КВ станциях получила уголковая антенна Пистолькорса (рис. 6.45). Она представляет собой симметричный вибратор, половины которого раздвинуты не на 180, а на 90° (иногда на 120°). Сопротивление излучения при этом несколько уменьшается, но зато диаграмма направленности в горизонтальной плоскости получается гораздо более равномерной, чем у вибратора с проводами, вытянутыми в одну линию; эту антенну можно считать практически ненаправленной.

Для успешной работы в широком диапазоне частот необходимо, чтобы антенна относительно мало меняла свою диаграмму направленности и входное сопротивление при изменении длины волны. Этим свойством обладают антенны с малым волновым сопротивлением, состоящие из вибратора с большим диаметром. На этом принципе основана широко распространенная антенна — диполь Нinfront Надененко (рис. 6.46). При диаметре излучателя $D=0{,}03\lambda$ волновое сопротивление диполя близко к 300 Ом и антенна удовлетворительно согласуется в широком диапазоне частот с 200-омным фидером, в качестве которого обычно используется четырехпроводная линия. При этом нет надобности выполнять антенну из сплошного проводника (опыт показывает, что шесть — восемь проводов, натянутых по образующим цилиндра, достаточно хорошо заменяют сплошной проводник).

В диапазоне КВ вследствие малой длины вибраторов имеются довольно большие возможности создания направленных антенн. Наиболее простой из них является антенна с рефлектором. Антенны с рефлектором и директором получаются весьма громоздкими и используются довольно редко. При нормальных расстояниях между антенной и пассивным рефлектором размеры для двухвибраторной системы, показанные на рис. 6.47, вычисляются по формулам

$$L_A = 143{,}4/f;\quad L_P = 146{,}6/f;\quad D = 75/f. \qquad (6.20)$$

Здесь L_A, L_P и D — в метрах, а f — в мегагерцах. Для точной коррекции настройки пассивного вибратора, по предположению В. В. Татаринова, часто используют реактивные шлейфы.

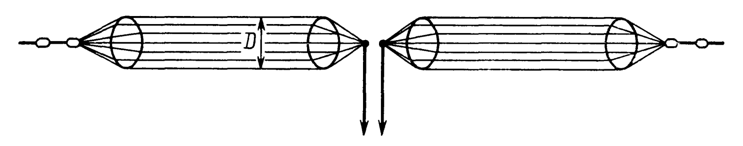


Рис. 6.46. Диполь Надененко

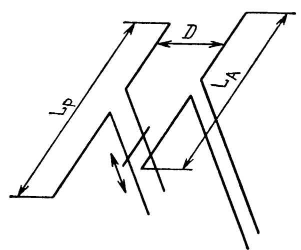


Рис. 6.47. Горизонтальный полуволновый вибратор с пассивным рефлектором

Расстояние в четверть волны между вибраторами на КВ получается довольно значительным, поэтому чаще используют системы с уменьшенными расстояниями между вибраторами. Вследствие сильного влияния вибраторов друг на друга оптимальные размеры системы указать невозможно. Кроме того, они зависят от индивидуальных свойств системы: высоты подвеса над землей, свойств почвы, толщины проводов и др. Их находят опытным путем при регулировке антенны. При уменьшенных расстояниях возможно создание и трехвибраторных антенн. В этом случае расстояние между активным вибратором и рефлектором выбирают обычно 0,15λ, а между активным вибратором и директором 0,1λ. При правильной настройке такая система может повысить коэффициент направленного действия в главном направлении на 10 дБ и ослабить в обратном направлении на 30 дБ.

В диапазоне КВ нашли распространение антенны с бегущей волной. Они представляют собой провода в несколько длин волн, укрепленные на мачтах над поверхностью земли. Режим бегущей волны в проводах антенн достигается тем, что они нагружаются на конце на чисто активное сопротивление, равное их волновому сопротивлению. Если используется одиночный провод, поднятый над землей, он образует со своим «зеркальным изображением» двухпроводную длинную линию, волновое сопротивление которой определяется диаметром провода и расстоянием между ним и «зеркальным изображением».

Движение энергии волны, бегущей вдоль провода, предопределяет то, что максимум излучения будет направлен также в данном направлении. Однако практически он направлен под небольшим углом к проводу. Диаграмма направленности провода с бегущей волной представляет собой довольно узкий лепесток (точнее, тело, получающееся в результате его вращения около провода как около оси), наклоненный в направлении движения волны (рис. 6.48).

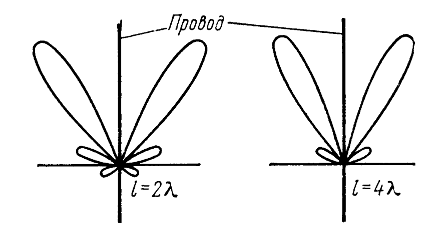


Рис. 6.48. Диаграммы направленности провода с бегущей волной

Острота диаграммы и угол наклона лепестка возрастают с увеличением электрической длины провода.

Направленное действие антенн увеличивают, изготовляя их из двух (V-образная антенна) или четырех (ромбическая антенна) проводов, направленных под углом друг к другу так, чтобы направление лепестков их диаграмм совпадало (рис. 6.49). В качестве нагру-

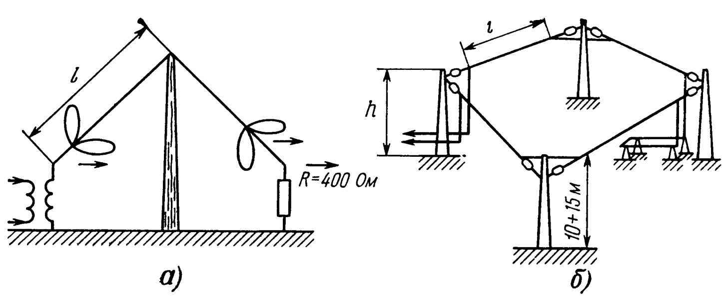


Рис. 6.49. Антенны бегущей волны:
а — V-образная антенна; *б* — ромбическая антенна

зочного сопротивления в ромбических антеннах используется линия с большим затуханием (например, из стальных проводов). Длина сторон антенн бегущей волны обычно выбирается равной от 2λ до 4λ. Высота мачт V-образной антенны и угол раствора ромбической антенны должны выбираться так, чтобы главные лепестки диаграммы проводов имели нужное направление. Основное достоинство таких антенн заключается в очень широком диапазоне рабочих частот, а недостаток — в относительно больших габаритных размерах, в значительных потерях энергии в нагрузочном сопротивлении.

В диапазоне КВ возможно использование синфазных и противофазных антенн. Эти антенны должны решать две основные задачи: создавать излучение под низкими углами к горизонту и придавать этому излучению направленный характер в заданном направлении. Первая задача решается в синфазных антеннах путем расположения вибраторов в два, четыре и более этажей на расстоянии в полволны один над другим (рис. 6.50). Тогда в горизонтальном на-

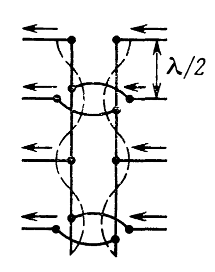


Рис. 6.50. Четырехвибраторная синфазная антенна

правлении излучение вибраторов складывается, а в вертикальном из-за разности хода на λ/2 уничтожается. В противофазных антеннах для получения того же эффекта нужно располагать вибраторы на одном уровне, на расстоянии в полволны один от другого (рис. 6.51). Тогда благодаря разности хода λ/2 в горизонтальном направлении волны, излученные противофазными виб-

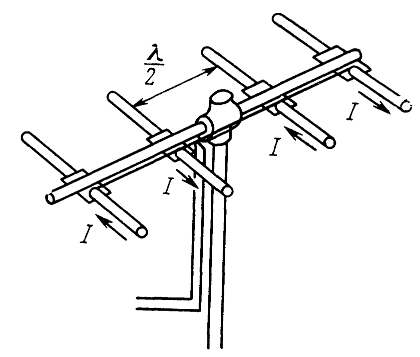


Рис. 6.51. Направленная противофазная антенна

раторами, будут усиливать одна другую, а в вертикальном взаимно уничтожаться.

Для решения второй задачи в сложных антеннах горизонтальные ряды выполняют из синфазных вибраторов. Чем больше их в рядах, тем более высокой направленностью в горизонтальной плоскости обладает антенна. Синфазность возбуждения вибраторов достигается тем, что они питаются от одного фидера, подключаясь к нему через интервалы в λ/2. Вибраторы через этаж соединяются с фидером перекрывающимися перемычками.

При втором распространенном способе питания синфазных вибраторов их соединяют последовательно через неизлучающие фазирующие шлейфы (рис. 6.52). При этом для выполнения условия синфазного излучения достаточно, чтобы общая длина проводов вибратора и последующего шлейфа равнялась длине волны, а длина самих вибраторов значения не имеет. Синфазные антенны обладают большим входным сопротивлением, близким к сумме сопротивлений излучения всех вибраторов,

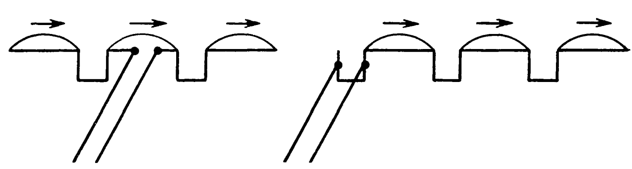


Рис. 6.52. Питание синфазных вибраторов через неизлучающие фазирующие шлейфы

поэтому их удобно питать через высокоомные воздушные фидеры.

Для получения более высокой направленности и уменьшения габаритных размеров антенн расстояние между вибраторами в противофазных антеннах обычно уменьшают до 0,15λ—0,1λ. Это дает возможность также упростить систему их питания, соединяя вибраторы не через фазирующие шлейфы, а короткими перекрещивающимися перемычками (рис. 6.53). Из-за сильного взаимного влияния близко расположенных вибраторов точная длина их собственной волны может в сильной степени меняться, поэтому ее находят опытным путем в процессе регулировки антенны. При малом расстоянии между вибраторами их сопротивление излучения резко падает, и питание от высокоомного воздушного фидера становится возможным только через согласующий трансформатор.

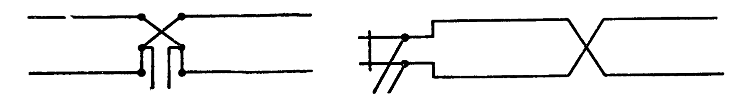


Рис. 6.53. Противофазные антенны с укороченными расстояниями между излучателями

6.11. АНТЕННЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

В диапазоне УКВ радиоволн используются преимущественно антенны, обладающие острой направленностью хотя бы в одной плоскости. При малой длине волны такие антенны получаются достаточно компактными, что дает возможность, не встречая больших технических трудностей, делать их вращающимися. Благодаря этому имеется возможность, получая большой выигрыш в мощности и уменьшая взаимные помехи радиостанций, осуществлять связь по любым желаемым направлениям. В диапазоне метровых волн наиболее часто используются описанные выше многовибраторные синфазные и противофазные системы.

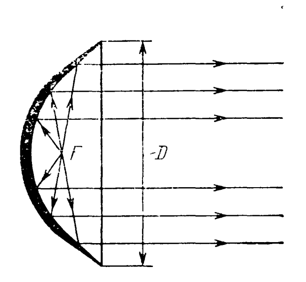


Рис. 6.54. Фокусировка параболическим отражателем излучения точечного излучателя в параллельные лучи

На волнах дециметрового и сантиметрового диапазонов для создания острой направленности широко используют **отражатели** различного типа, особенно часто применяют **параболические зеркала**, выполняемые обычно из дюралюминиевого листа. Принцип их действия основан на известном свойстве параболических зеркал, заключающемся в том, что лучи, идущие параллельно оси зеркала, собираются в одной точке, находящейся перед ним и называемой **фокусом отражателя**. Естественно, что если использовать систему в обратном порядке, т. е. поместить в фокусе F зеркала излучатель, то его лучи будут собраны отражателем в параллельный пучок (рис. 6.54). Однако это имеет место только при идеальном точечном излучателе. Реальные излучатели обычно представляют собой полуволновые вибраторы, питаемые через коаксиальный кабель и симметрирующий четвертьволновый трансформатор, который изолирует одну из половин вибратора от внешней оплетки кабеля (рис. 6.55,*а*). Для воз-

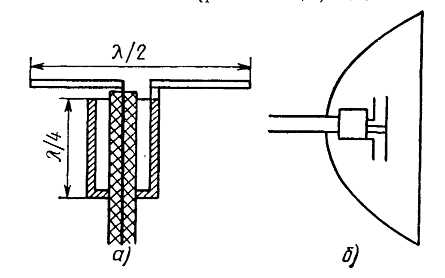


Рис. 6.55. Вибратор параболической антенны:
а — подключение к коаксиальному кабелю; *б* — установка вибратора с контррефлектором

можно большего сужения диаграммы направленности и уничтожения ее боковых лепестков нужно, чтобы размеры отражателя (его диаметр D) были во много раз больше размеров излучателя l, т. е. $D \gg l = \lambda/2$.

Получение узкой диаграммы направленности возможно только при изготовлении параболического зеркала с высокой степенью точности. Ширина диаграммы направленности может быть рассчитана по формуле

$$\theta = 60\lambda/D. \qquad (6.21)$$

Эта формула показывает, что при достаточно большом диаметре зеркала можно получить весьма узкую диаграмму направленности. Так, при $D=20\lambda$, что вполне осуществимо на сантиметровых и даже на дециметровых волнах, ширина луча $\Theta = 3°$.

Искажения диаграммы направленности возникают также за счет того, что не все излучение вибратора попадает на отражатель; около половины его расходится в разные стороны непосредственно от слабонаправленного вибратора. Для устранения этого недостатка впереди вибратора часто устанавливают контррефлектор (рис. 6.55,*б*).

Для металлических вибраторов, которые можно условно называть электрическими излучателями, излучение вызывается перемещением электрических зарядов и их полем, направленным вдоль вибратора и изменяющимся по синусоидальному закону. Если создать устройство, в котором часть пространства, имеющая форму такого же вибратора, будет заполнена по тому же закону переменным магнитным полем, то этот «магнитный вибратор» будет создавать излучение так же, как электрический, только с заменой электрического поля на магнитное и обратно.

Примером такого устройства может служить полуволновая щель, прорезанная в дне прямоугольного волновода параллельно его широкой стороне (рис. 6.56). В этом случае магнитные силовые линии будут направлены вдоль отверстия, так же как электрические силовые линии будут направлены вдоль металлического диполя. Поэтому такой излучатель можно назвать магнитным диполем; его резонансные и излучающие свойства будут полностью совпадать со свойствами металлического диполя той же формы при замене магнитного поля на электрическое и наоборот. Например, для точной настройки в резонанс он должен быть, как и металлический вибратор, несколько укорочен. Для получения максимальной широкополосности ширину отверстия следует делать возможно большей (при этом требуемое укорочение увеличивается). Наилучшей широкополосностью обладает отверстие, равное ширине волновода. Для его настройки требуется довольно значительное укорочение, т. е. частичное закрытие выхода волновода (рис. 6.57).

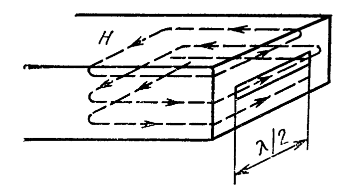


Рис. 6.56. Полуволновая щелевая антенна (магнитный вибратор)

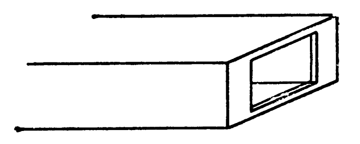
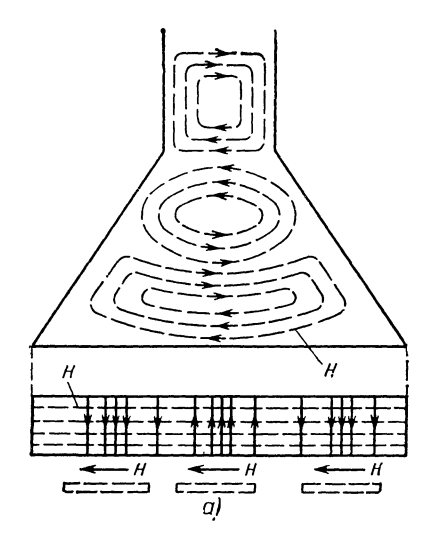


Рис. 6.57. Настройка открытого конца волновода

Использовать излучение из отверстий в металлических поверхностях впервые было предложено М. С. Нейманом, который назвал их дифракционными излучателями. В настоящее время в сантиметровом диапазоне излучатели такого типа применяют весьма часто.

Из сказанного следует, что открытый конец волновода должен обладать малой направленностью излучения, так как он подобен линейному вибратору. Рупор, устанавливаемый часто на конце волновода, увеличивает направленность излучения (рис. 6.58,*а*). Чем шире отверстие рупора и больше его длина, тем плавнее переход от узкого волновода к открытому пространству и тем уже его диаграмма направленности. Отверстие рупора в этом случае представляет собой систему синфазных магнитных вибраторов, вытянутых в одну линию (рис. 6.58,*б*), что по своим излучающим свойствам равноценно системе такого же числа синфазных электрических вибраторов, расположенных в перпендикулярном направлении. Поэтому рупор имеет резко выраженный максимум излучения в направлении своей



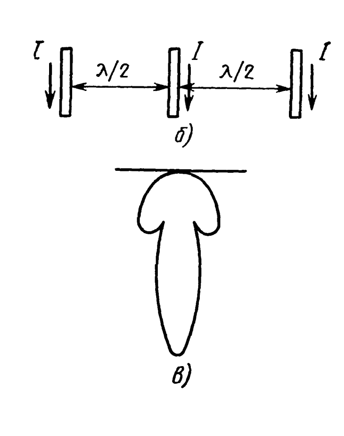


Рис. 6.58. Рупорная антенна:
а — конструкция; *б* — отверстие рупора как система синфазных магнитных вибраторов; *в* — диаграмма направленности

оси и несколько боковых лепестков (рис. 6.58,*в*).

Для получения высокой направленности, как уже было оказано, нужно, чтобы длина рупора была много больше длины волн. Например, для получения ширины диаграммы направленности в 50° нужно иметь рупор длиной 8λ—10λ. Для сужения диаграммы направленности в 2 раза приходится длину рупора увеличивать в 5 раз. Естественно, что это технически осуществимо только на сантиметровых и миллиметровых волнах. Чем больше длина рупора, тем меньше можно сделать угол его раствора (конусности) для получения заданного размера отверстия, а следовательно, и коэффициента направленности.

Рупор, изображенный на рис. 6.58,*а*, называется секторным, так как расширение у него производится лишь в одном направлении. Рупоры такого типа обладают направленным действием только в одной плоскости. Для сужения диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной рассмотренной, нужно создать раствор рупора и в этой плоскости. Полученный таким образом пирамидальный рупор (рис. 6.59) по сути дела представляет собой многоэтажную систему синфазных магнитных вибраторов, которая обладает диаграммой направленности, суженной в двух направлениях. При использовании круглых волноводов рупор приобретает вид усеченного конуса (рис. 6.60).

В ряде случаев желательно иметь острую направленность в вертикальной плоскости с главным излучением в го-

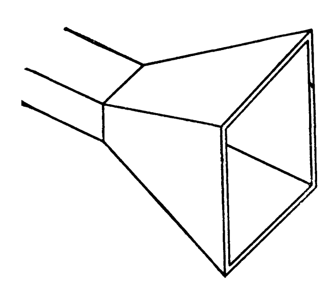


Рис. 6.59. Пирамидальный рупор

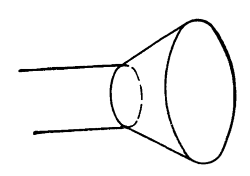


Рис. 6.60. Конический рупор

ризонтальном направлении (что особенно важно для получения максимальной дальности связи на УКВ) и ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости. Эту задачу успешно решают биконические рупоры. В них два конуса (рис. 6.61,*а*) питаются от коаксиального кабеля. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости (рис. 6.61,*б*) будет тем у́же, чем больше электрическая длина рупора и меньше угол его раствора. В горизонтальной плоскости (рис. 6.61,*в*) антенна излучает по всем направлениям одинаково. Вместо такой симметричной антенны можно применить более простую — несимметричную, в которой нижняя половина заменена проводящей плоскостью (рис. 6.61,*г*), создающей зеркальное изображение верхней половины. Такая антенна получила название д и с к о к о н у с н о й.

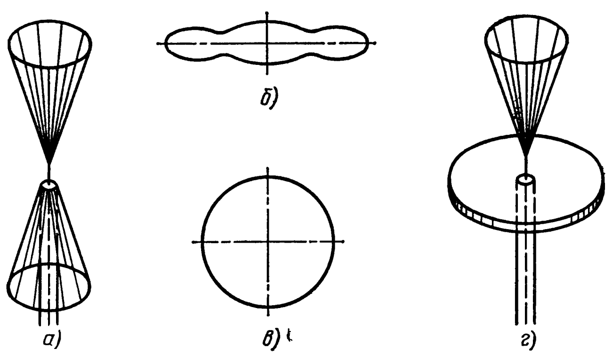


Рис. 6.61. Биконические антенны:
а — биконический рупор; *б* — диаграмма направленности в вертикальной плоскости; *в* — диаграмма направленности в горизонтальной плоскости; *г* — дискоконусная антенна

Дифракционные (щелевые) антенны могут быть выполнены самым различным образом в зависимости от того, какую диаграмму направленности они должны иметь. При их построении руководствуются теми же принципами, что и при создании металлических антенн. Необходимо только щели располагать так, чтобы магнитные силовые линии проходили вдоль них, а поверхностные токи на металлических стенках, в которых прорезаны щели, пересекали их под прямым углом. На рис. 6.62,*а* изображена конструкция щелевой антенны из системы синфазных полуволновых щелей, прорезанных в широкой стенке волновода, закрытого на конце. Максимум излучения такой системы лежит в направлении перпендикуляра к широкой стенке. На рис. 6.62,*б* представлена антенна, состоящая из системы щелей, прорезанных в стенке коаксиального кабеля. Такая антенна имеет ненаправленное излучение в горизонтальной и направленное в вертикальной плоскости.

Для возбуждения волн определенного типа в волноводе нужно создавать такую систему возбуждения, для которой свойственно излучение волн данной структуры. Так, например, для возбуждения основной магнитной волны в прямоугольном волноводе обычно располагают посредине широкой стенки волновода линейный вибратор (рис. 6.63,*а*). Его питают от коаксиального кабеля, внешнюю оплетку которого соединяют со стенкой волновода. Позади

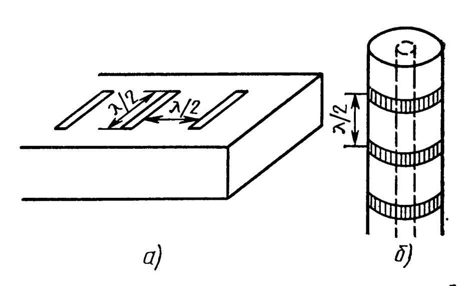


Рис. 6.62. Щелевые (дифракционные) антенны:
а — синфазная система щелей в волноводе; *б* — синфазная система щелей в коаксиальном фидере

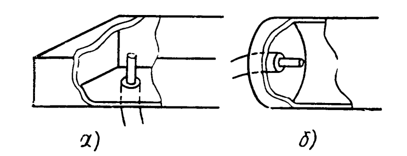


Рис. 6.63. Возбуждение электромагнитных волн в волноводах:
а — возбуждение основной магнитной волны в прямоугольном волноводе; *б* — то же в круглом волноводе

вибратора устанавливают подвижную отражающую стенку на расстоянии, близком к четверти волны. Изменяя ее положение, можно установить наивыгоднейшие условия возбуждения волновода. Максимальная напряженность электрического поля создается около вибратора, и поле имеет направление вдоль его оси, что соответствует структуре волны в волноводе. Для возбуждения основной волны в круглом волноводе возбуждающий вибратор помещают в середине торца волновода (рис. 6.63,*б*).

Направленное излучение может быть создано с помощью диэлектрических антенн — стержней, в которых небольшой вибратор возбуждает электромагнитные волны (рис. 6.64,*а*).

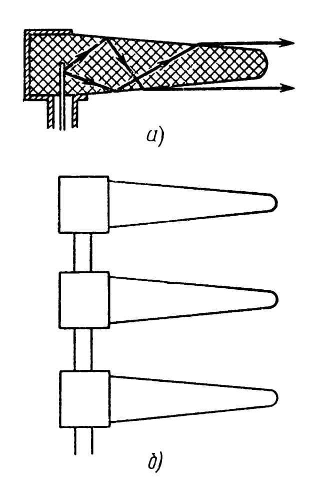


Рис. 6.64. Диэлектрические антенны:
а — конструкция излучателя; *б* — система синфазных диэлектрических излучателей

Позади вибратора устанавливается отражающая стенка. Стержень имеет переменное сечение. Электромагнитные волны, попадая на границу раздела стержень — воздух, вначале испытывают полное внутреннее отражение. По мере сужения стержня угол падения возрастает и волны начинают выходить из стержня под малыми углами к его оси. Форма стержня выбирается такой, чтобы лучи выходили из него приблизительно под одинаковыми углами к оси, что и придает излучению антенны направленный характер. Направленное действие антенны возрастает по мере увеличения длины стержня. При длине стержня 5λ удается получить ширину диаграммы направленности около 30°. Чтобы получить более острую диаграмму направленности, из нескольких стержней составляют систему синфазных излучателей (рис. 6.64).

Для получения очень острых диаграмм направленности в настоящее время используют металлические линзовые антенны. Принцип их действия основан на эффекте увеличения фазовой скорости распространения электромагнитных волн между металлическими поверхностями. Линза составляется из некоторого количества параллельных металлических пластин специальной формы, которые ставятся на выходе рупора, направляющего все излучение возбуждающего вибратора в одну сторону (рис. 6.65). Сферическая волна

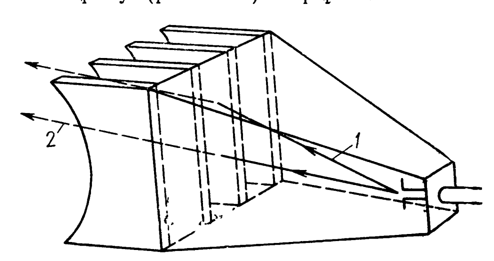


Рис. 6.65. Металлическая линзовая антенна

излучателя, проходя через линзу, превращается в плоскую. Это достигается тем, что боковые лучи *1* проходят между металлическими пластинами больший путь, чем лучи *2*, имеющие направление, близкое к оси. Форма пластин подбирается такой, что все лучи, вышедшие в один и тот же момент времени под разными углами из излучателя, выходят из линзы одновременно. При этом фронт волны выравнивается и диаграм-

ма направленности приобретает вид острого луча. Практически выполнимы линзы, создающие диаграмму направленности шириной, измеряемой в минутах. Подобные устройства особенно выгодны для радиорелейных линий связи.

Глава седьмая

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

7.1. СВОЙСТВА АТМОСФЕРЫ И ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ, ВЛИЯЮЩИЕ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

В предыдущих главах читатель ознакомился с процессами излучения радиоволн, их отражения и распространения в ограниченном внутреннем пространстве волноводов. Сейчас мы рассмотрим распространение радиоволн на удалении от излучающего устройства — в пространстве, через которое с помощью радиоволн передается та или иная информация.

Сначала, отвлекаясь от реальности, представим себе неограниченное «свободное» пространство, т. е. среду, для которой удельная проводимость $\sigma=0$, относительная магнитная проницаемость $\mu=1$ и относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon=1$. Пусть в этом пространстве расположено такое устройство, которое излучает радиоволны прямолинейно и равномерно по всем направлениям («лучам»). Такое устройство следует назвать изотропным излучателем. Положим, что мощность излучения этого устройства равна P_Σ. На каком-то расстоянии r от излучателя может находиться радиоприемное устройство, предназначенное для получения передаваемой информации. Возникает вопрос: будет ли обеспечен прием?

Для оценки воздействия радиоволн на приемное устройство следует знать напряженность электрического поля E, которую имеют радиоволны в пункте приема. Как мы знаем из предыдущей главы [формула (6.18)], напряженность поля прямо пропорциональна току в излучателе и обратно пропорциональна расстоянию от излучателя до пункта приема Учитывая, что мощность излучения, в свою очередь, пропорциональна квадрату тока, можно получить для изотропного излучателя следующее соотношение:

$$E\approx 5{,}5\sqrt{P_\Sigma}/r\ . \qquad (7.1)$$

Здесь E — действующее значение напряженности электрического поля волн, выражаемое в вольтах на метр (В/м); P_Σ — мощность излучения в ваттах (Вт); r — расстояние в метрах (м). На значительных расстояниях от излучателя поле получается все более и более слабым, и может оказаться удобным выражать его напряженность в микровольтах на метр (мкВ/м).

В качестве примера определим напряженность поля изотропного излучателя при мощности излучения 10 кВт на расстоянии 5000 км в «свободном» пространстве:

$$E\approx 5{,}5\frac{\sqrt{10^4}}{5\cdot 10^3\cdot 10^3}=1{,}1\cdot 10^{-4}\ \text{В/м}=$$
$$=110\ \text{мкВ/м}.$$

Чтобы оценить эту напряженность поля с точки зрения возможностей радиоприема, нужно сопоставить ее с уровнем помех, воздействующих на тот же приемник, поскольку для разборчивого приема сигнала его уровень должен значительно превышать уровень помех. Практически можно указать, что радиослушатели ведут прием художественного радиовещания при напряженностях поля в сотни и тысячи микровольт на метр; для радиоприема в профессиональной связи иногда достаточной оказывается напряженность поля в десятки и даже единицы микровольт на метр; еще меньшими значениями напряженности поля удовлетворяются специальные высокочувствительные приемные устройства, используемые для космических исследований.

Формулу (7.1) иногда называют *формулой идеальной радиопередачи*. Впрочем, эта формула может иметь и практический смысл применительно к расчету радиолиний Космос — Космос.

Изотропный излучатель в свободном пространстве создает *сферические волны*: поверхности, имеющие в данный момент одинаковую напря-

женность поля (точнее одинаковые амплитуду и фазу), шарообразны, с центром в пункте излучения (рис. 7.1). Это

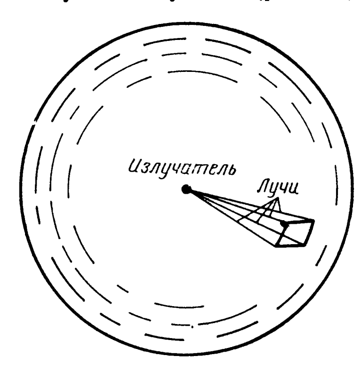


Рис. 7.1. Сферический фронт волны

вполне понятно: ведь волны расходятся равномерно по всем направлениям, а скорость их распространения в свободном пространстве одинакова для любого направления. Поверхность с одинаковой фазой называется **фронтом волны**.

Причина ослабления напряженности поля по мере увеличения расстояния очевидна: с удалением от излучателя его мощность распределяется по возрастающей сферической поверхности и значение мощности на каждый квадратный метр уменьшается (см. рис. 7.1). Принято говорить, что энергия рассеивается в пространстве. Кстати, отметим, что при большом удалении от излучателя сравнительно **малый участок сферического фронта можно считать плоским**.

Но создать строго изотропное излучение невозможно, да практически и не нужно. Нам уже известно, что реальные антенны имеют направленное излучение; оно характеризуется **коэффициентом направленного действия** D, который показывает, во сколько раз поток мощности в направлении максимального излучения больше среднего потока мощности (конечно, на том же расстоянии). Уместно напомнить, что поток мощности (или, что то же, плотность потока энергии) есть мощность электромагнитного поля, проходящего через площадку в один квадратный метр, перпендикулярную направлению распространения (т. е. радиолучу). Поток мощности пропорционален квадрату напряженности электрического поля (или квадрату напряженности магнитного поля, распространяющегося совместно с электрическим).

Совершенно очевидно, что для свободного пространства напряженность поля в направлении максимального излучения реальной антенны окажется

$$E \approx 5{,}5\frac{\sqrt{P_\Sigma D}}{r}. \qquad (7.2)$$

Следовательно, эффект направленности излучения антенны равноценен увеличению мощности излучения в D раз, т. е. благоприятен для приема на направлении максимального излучения.

Если бы мы захотели выразить мгновенные значения поля радиоволн, проходящих в пункте наблюдения, то мы должны были бы найти амплитудное значение напряженности поля (т. е. $\sqrt{2}E$) и умножить это значение на $\cos\omega(t-\frac{r}{v})$ [см. (5.4)]. Здесь $\omega=2\pi f=2\pi/T=2\pi/v\lambda$ — круговая частота тока излучателя; $v\approx3\cdot10^8$ м/с — скорость распространения; λ — длина волны м, итак,

$$E_{\text{мгнов}} \approx 7{,}75\frac{\sqrt{P_\Sigma D}}{r}\cos\omega\left(t-\frac{r}{v}\right).$$

Это уравнение выражает электрическое поле бегущих радиоволн в пространстве.

В формулах (7.1) и (7.2) напряженность поля не зависит от длины волны. Но это справедливо только для неограниченного свободного пространства, хотя сама мощность излучения P_Σ того или иного вибратора существенно зависит от длины волны.

Если же от идеализированных случаев обратиться к реальным линиям радиопередачи, то окажется, что в наземных условиях законы распространения неразрывно связаны с длиной волны. Во-первых, распространение радиоволн происходит в земной атмосфере, свойства которой могут существенно отличаться от свойств свободного пространства. Во-вторых, радиоволны распространяются над земной поверхностью, которая имеет выпуклую форму с различными неровностями и не является ни совершенным проводником, ни совершенным диэлектриком. И атмосфера, и земная поверхность оказывают большое влияние на законы распространения радиоволн и создают сложную зависимость напряженности поля от длины волны в пунктах приема. Поэтому при заданных мощностях излучения и коэффициенте на-

правленности антенны напряженность поля в каком-то пункте будет для волн разной длины существенно различной.

Уже упоминавшееся в предыдущих главах разделение радиоволн на диапазоны в первую очередь диктуется особенностями их распространения. Конечно, особенности распространения радиоволн разных диапазонов служат основой для выбора областей практического применения этих диапазонов.

Разделение шкалы радиочастот (радиоволн) на диапазоны и наиболее характерные области применения их показаны в табл. 7.1.

смотрим свойства Земли и атмосферы.

Земля является почти шарообразным телом с радиусом приблизительно 6400 км. Длина большого круга составляет, следовательно, 40 000 км. Поэтому земную поверхность нельзя считать плоской даже для двух точек, находящихся друг от друга на расстоянии несколько десятков километров. Если, например, точки A и B находятся на расстоянии 250 км (рис. 7.2), то высота h выпуклости, их разделяющей, будет больше 1 км, и волны из одной точки в другую распространяться прямолинейно не смогут. Связь между пунктами,

Таблица 7.1

Диапазоны радиоволн	Граница диапазона волн	Граница диапазона частот	Основные области применения
Сверхдлинные	10—100 км	30—3 кГц	Радионавигация, радиосвязь
Длинные	1—10 км	300—30 кГц	Радиосвязь, радиовещание
Средние	100—1000 м	3—0,3 МГц	Радиовещание, радиосвязь
Короткие	10—100 м	30—3 МГц	Радиосвязь, радиовещание
Метровые	1—10 м	300—30 МГц	Радиосвязь, телевидение
Дециметровые	1—10 дм	3—0,3 ГГц	Радиолокация, радиорелейная связь, радионавигация, телевидение
Сантиметровые	1—10 см	30—3 ГГц	Радиолокация, радиорелейная связь
Миллиметровые	1—10 мм	300—30 ГГц	Специальные применения
Децимиллиметровые	Меньше 1 мм	Больше 300 ГГц	Освоение для специальных применений

Следует отметить, что до сих пор метровые, дециметровые и сантиметровые волны объединяются названием «ультракороткие» волны («сверхвысокие» частоты); однако различия в свойствах распространения и особенно в конструкциях аппаратуры этих трех диапазонов делают объединяющее наименование «ультракороткие» волны менее употребительным.

Специально для радиолюбительской связи и экспериментов радиолюбителей отведены следующие участки в диапазонах коротких, метровых, дециметровых и сантиметровых волн: 3,5—3,65; 7—7,1; 14—14,35; 21—21,45; 28—29,7; 144—146; 430—440; 1215—1300; 5650—5670 МГц; 10—10,5; 21—22 ГГц. Для любительских управляемых моделей выделена частота 27,12 МГц (±0,05%). Таким образом, радиолюбители имеют возможность содействовать развитию самых различных областей радиотехники.

Полезно запомнить, что 1 гигагерц (ГГц) = 10^3 мегагерц (МГц) = 10^6 килогерц (кГц) = 10^9 герц (Гц).

Для того чтобы описать влияние земной поверхности и земной атмосферы на распространение радиоволн, рас-

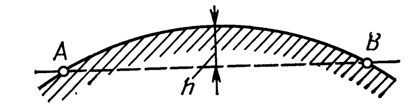


Рис. 7.2. Выпуклость земной поверхности

закрытыми друг от друга выпуклостью Земли (а также наземными преградами в виде гор, холмов и др.), возможна при выполнении одного из следующих условий: либо направления (лучи) распространения волн должны быть криволинейными (огибающими выпуклость), либо излучающие и принимающие антенны должны быть подняты достаточно высоко, чтобы обеспечить «прямую видимость», либо, наконец, между корреспондентами должны быть установлены промежуточные станции, способные принимать и переизлучать (ретранслировать) радиосигналы.

Волны, распространяющиеся вдоль поверхности Земли и огибающие ее выпуклость, называют **поверхностными** (**земными**). На своем пути поверхностные волны встречают неровно-

сти, о влиянии которых можно судить, сопоставляя высоту преграды с длиной волны. Например, для длинных волн все виды неровностей земной поверхности (за исключением гор) меньше, чем длина волны, и не составляют преграды. В дециметровом или сантиметровом диапазонах даже мелкая растительность на земле или небольшое волнение на морской поверхности способны препятствовать распространению радиоволн. Особенно сложны условия распространения поверхностных волн в городе, где здания создают многократные отражения.

Наконец, на процесс распространения радиоволн оказывают влияние электрические свойства почвы, в особенности вокруг пунктов расположения передающей и принимающей установок. Если бы поверхностный слой был идеальным проводником (удельная проводимость $\sigma = \infty$), то он препятствовал бы проникновению радиоволн в почву и потери в Земле отсутствовали бы. К таким идеальным свойствам ближе всего подходят свойства морской воды, над которой условия распространения поверхностных волн наиболее благоприятны. Влажная почва выгоднее, нежели сухая, которая для длинных и тем более коротких волн обладает свойствами диэлектрика с потерями.

Земной атмосферой называется газовая оболочка Земли, принимающая участие во вращательном движении Земли. Приближенно можно утверждать, что атмосфера простирается до высот около 20 000 км. Нижняя часть атмосферы, расположенная непосредственно у поверхности Земли, называется тропосферой. Это — воздух, в составе которого имеется (по объему) 78% азота и 21% кислорода; азот и кислород тропосферы состоят из обычных двухатомных молекул (N_2 и O_2). В самых нижних слоях воздуха присутствуют водяные пары.

Состояние и свойства тропосферы, влияющие на распространение в ней радиоволн, характеризуются в первую очередь тремя величинами: плотностью воздуха, его температурой и влажностью.

Плотность тропосферы (т. е. число молекул в 1 $см^3$ воздуха) на данной высоте пропорциональна давлению слоев, лежащих выше. Естественно, что самое высокое давление и самая высокая плотность наблюдаются у земной поверхности; они падают с увеличением расстояния от Земли. Если близ поверхности давление равно приблизительно 1 технической атмосфере, то на высоте 10 км оно уменьшается примерно в 4 раза.

Температура тропосферы убывает с увеличением высоты. Дело в том, что воздух практически нагревается не солнечными лучами. Нижние слои воздуха получают тепло от земной поверхности, которая поглощает энергию лучей Солнца. Нагретый воздух поднимается вверх, а на его место поступает холодный. Следовательно, этот процесс конвекции создает вертикальные перемещения воздуха. Встречаясь с горизонтальными движениями (т. е. с ветрами), вертикальные потоки воздуха образуют местные завихрения. Свойство образовывать завихрения называется турбулентностью тропосферы.

Уменьшение температуры с высотой прекращается приблизительно на уровне 60—70° С ниже нуля. Именно на этом температурном уровне принято считать верхнюю границу тропосферы. Эта граница составляет в среднем 11 км (точнее, от 9 км в полярных областях до 17 км над тропическим поясом).

Влажностью воздуха называют процент содержания в нем паров воды. Влажность резко колеблется с изменением метеорологических условий и зависит от «подстилающей» поверхности (суша или вода).

Итак, все три параметра тропосферы (плотность, температура и влажность) уменьшаются при увеличении высоты, следуя некоторым средним закономерностям. Однако под влиянием метеорологических и турбулентных явлений средние закономерности иногда нарушаются. В тропосфере, в частности, могут образовываться местные неоднородности. Все эти свойства оказывают известное влияние на распространение радиоволн, создавая поглощение их энергии и преломление их лучей.

Воздух, находящийся выше тропосферы, — приблизительно до 90 км, состоит тоже из молекул азота (N_2) и кислорода (O_2), перемешиваемых горизонтальными и вертикальными движениями газов. На высотах, превышающих 90 км, происходит расщепление молекул кислорода и азота на атомы и расслоение этих газов Более легкий одноатомный азот (N) становится основным газом на высотах 300 км и больше. Разумеется, плотность атмосферы на таких высотах в миллиарды раз меньше, чем в тропосфере.

На высоте, начиная от 60 км над земной поверхностью и более, газы под действием ультрафиолетовых и рентге-

новских лучей Солнца подвергаются ионизации: нейтральные молекулы и атомы кислорода или азота расщепляются на положительно заряженные ионы и свободные электроны. Это существенно для распространения радиоволн, переменное электромагнитное поле которых способно приводить в движение свободные электроны и взаимодействовать с полем электронов.

Плотность ионизации, т. е. число свободных электронов в единице объема (в 1 см^3), на разных высотах различна. Казалось бы, что максимум ионизации должен быть около верхней границы атмосферы. Но там плотность самого газа столь мала, что число электронов даже в случае расщепления всех атомов будет относительно небольшим. Наибольшая плотность газа наблюдается у земной поверхности, но сюда ультрафиолетовые и рентгеновские лучи доходят сквозь толщу атмосферы резко ослабленными. Значит, максимума ионизации следует ожидать на некоторых промежуточных высотах. Это и наблюдается в действительности, а потому области атмосферы, лежащие на высотах от 60 до 300—400 км над Землей, называются внутренней ионосферой; на бо́льших высотах расположена внешняя ионосфера.

Практически обнаруживается не один, а несколько уровней ионизации, или, как принято говорить, несколько областей внутренней ионосферы. Это происходит, с одной стороны, благодаря различной активности воздействия ультрафиолетовых и рентгеновских лучей, а с другой стороны, благодаря расслоенному строению верхней части атмосферы. Кроме того, ионизация может вызываться столкновениями космических частиц с молекулами атмосферного газа.

Исследования ионосферы раньше производились только с помощью радиометодов. Ионосферными радиостанциями, установленными на земной поверхности, излучались вверх радиоимпульсы, отражения которых от ионизированных областей регистрировались автоматически. Зная скорость v и отсчитывая время Δt от момента посылки импульсов до их возвращения, можно определить высоту (в метрах) отражающей области: $h=v\Delta t/2=1{,}5\cdot10^8\,\Delta t$.

Отражения для волн разной длины наблюдались в дневные часы на четырех высотах. В ночное время были измерены две высоты отражения. Было высказано подтвердившееся затем представление о существовании нескольких отражающих ионизированных слоев. В дневное время предполагалось четыре максимума ионизации, которые были названы слоями D, E, F_1 и F_2; условно они показаны на рис. 7.3. Последние

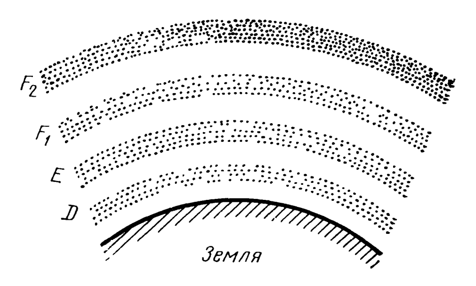


Рис. 7.3. Условное изображение ионизированных областей ионосферы

два слоя объединялись общим названием — слой F. В ночные часы ионизирующее действие солнечных лучей прекращается, свободные электроны рекомбинируются (вновь соединяются) с ионами и образуют нейтральные молекулы. Вследствие этого считалось, что ночью сохраняются только два слоя — E и F.

Начиная со второй половины пятидесятых годов к радиометодам исследований ионосферы добавились более точные измерения с помощью геофизических ракет. Эти измерения уточнили прежние представления о структуре ионосферы. Плотность, иначе говоря концентрация электронов, оказалась скачкообразно нарастающей до высот 300—400 км и далее постепенно уменьшающейся. Это показано на рис. 7.4

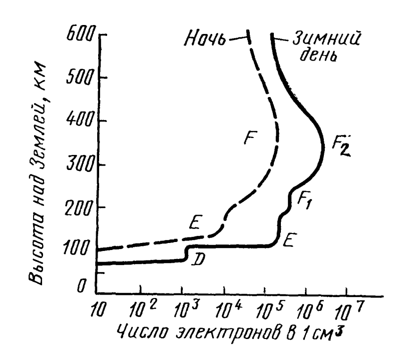


Рис. 7.4. Приближенные значения плотности электронов на разной высоте

для дневных и ночных часов соответственно. Значит, правильнее говорить не о слоях, а об уровнях или о сменяющих одна другую областях ионизации.

Нижняя область ионизации — область D — существует только днем на высотах 60—90 км и имеет концентрацию не более 10^3 свободных электронов в 1 см³. Ночью область D исчезает (см. рис. 7.4). На высотах 100—140 км концентрация повышается днем до $4 \cdot 10^5$ электронов на 1 см³. Это — область E. Ночью в ней ионизация существенно ослабевает; сохраняется менее 10^4 электронов на 1 см³.

Для обеих нижних областей ионосферы (D и E) характерно наличие в них неоднородностей концентрации электронов. Эти неоднородности образуются, во-первых, в результате завихрений перемещающихся газов. Во-вторых, причиной локальной ионизации являются попадающие из Космоса в атмосферу Земли материальные частицы. На высотах 90—100 км материальные частицы нагреваются при столкновениях с молекулами газа и сгорают, создавая свечение (метеоры) и оставляя за собой ионизированный след, который рассеивается затем в течение единиц или десятков секунд. На распространение радиоволн могут оказывать влияние и основная ионизация, и неоднородности ее.

Выше области E (на высотах 180—240 км) вновь наблюдается увеличение ионизации в дневные часы до плотности $5 \cdot 10^5$ электронов на 1 см³. Этот уровень называется F_1. Ночью он полностью исчезает.

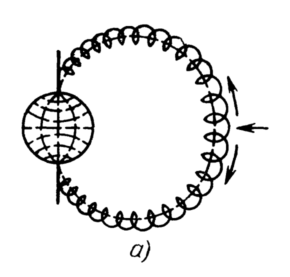
Наконец, на высотах 230—400 км расположена область наибольшей концентрации электронов, называемая F_2. Плотность ионизации достигает здесь $2 \cdot 10^6$ электронов на 1 см³ в зимние дни. В летнее время благодаря подъему нагретых масс газа дневная плотность ионизации области F_2 не столь высока и достигает лишь $2 \cdot 10^5$ электронов на 1 см³. Ночные часы характерны для области F_2 концентрацией около $2 \cdot 10^5$ электронов на 1 см³. Следует заранее отметить, что именно область F_2 играет большую практическую роль для дальнего распространения коротких радиоволн над Землей. Область F_2 можно называть «слой F», так как и ниже ее, и выше плотность ионизации уменьшается.

Кроме часов, суток и времени года, концентрация электронов ионосферы (особенно слоя F) зависит от солнечной активности, т. е. от интенсивности в первую очередь ультрафиолетового излучения Солнца. Внешний признак солнечной активности число солнечных пятен; это вихревые образования, свидетельствующие о повышении температуры участков поверхности Солнца. Длительными наблюдениями установлено, что активность Солнца имеет 11-летний период. Повышение солнечной активности увеличивает уровни ионизации атмосферы с соответствующими последствиями для распространения радиоволн.

Обращаясь к внешней ионосфере, укажем лишь кратко, что на высотах больше 1000 км и вплоть до границ земной атмосферы плотность ионизации убывает до 10^3 и 10^2 электронов на 1 см³. Эти области пока не играют для радиотехники такой роли, как области внутренней ионосферы. Однако о них приходится говорить в связи с явлениями ионосферных возмущений.

Выше было сказано, что в ионизации земной атмосферы, кроме ультрафиолетовых и рентгеновских лучей Солнца, принимают участие и материальные частицы (электроны, протоны), испускаемые Солнцем, а также космические лучи. Движущаяся заряженная частица, подобно проводу, несущему ток, взаимодействует с магнитным полем Земли. Это взаимодействие изменяет направление движения частицы, заставляя ее вращаться вокруг силовой линии магнитного поля (о таком движении подробнее излагается в гл. 8). Вращаясь по спиральной траектории (рис. 7.5,*а*) и уменьшая радиус вращения в более сильном магнитном поле, заряженные частицы приближаются к Земле в полярных районах. Совокупность частиц, совершающих движения по спиралям вокруг линий магнитного поля, образует пояс радиации. Для упрощенного представления о структуре пояса радиации на рис. 7.5,*б* он условно изображен «в разрезе». Вследствие того, что испускаемые Солнцем частицы обладают различной энергией, они задерживаются на различных уровнях напряженности магнитного поля; поэтому наблюдалось несколько (три) поясов радиации.

Заряженные частицы, вторгающиеся в полярные области, при столкновениях с молекулами газов выбивают из них фотоны и создают полярные сияния. Вместе с тем действие этих частиц состоит в нарушении нормальной ионизации области F, и такое явление называется ионосферно-магнитной



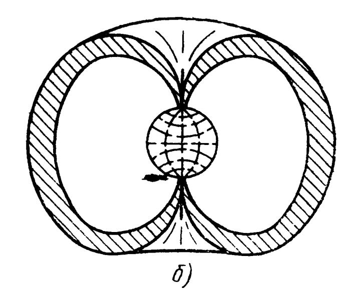


Рис. 7.5. Взаимодействие заряженных частиц с магнитным полем Земли:
а — вихревые движения частиц; *б* — представление о разрезе радиационного пояса

бурей. Во время магнитной бури нарушаются закономерности распространения радиоволн, базирующиеся на использовании нормальной ионизации области *F* Это приводит к прекращению таких радиосвязей, особенно в полярных областях. Многолетние наблюдения ионосферных возмущений дают материал для их прогнозов (предсказаний) и для своевременного принятия необходимых мер.

7.2. ОБЩИЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В АТМОСФЕРЕ НАД ЗЕМЛЕЙ

Электромагнитные волны обладают свойством огибать преграды. Это свойство (дифракция — огибание) изучается в физике применительно к волнам оптического диапазона. При рассмотрении дифракции исходят из принципа Гюйгенса, который гласит: каждая точка фронта волны, излученной некоторым первичным источником, сама является источником новой (вторичной) сферической волны. Чем длиннее волны, тем более крупные преграды они способны огибать. Радиоволны длиннее световых, а потому и дифракция их проявляется сильнее.

Как уже указывалось, неизбежной преградой для сравнительно дальних наземных радиолиний оказывается выпуклость земного шара. Ее способны огибать лишь длинные радиоволны. Как показал в своих исследованиях академик В. А. Фок, даже сверхдлинные волны при наибольших осуществимых мощностях излучения могут обеспечить дальность дифракционного распространения не более 3000—4000 км. Но на практике оказывается возможным осуществить на длинных волнах даже связь между антиподами, т. е. до 20 000 км. Для объяснения таких возможностей необходимо учитывать влияние ионосферы, о чем будет сказано ниже.

Поверхность Земли, над которой распространяются «земные» волны, характеризуется местными неровностями. Выше указывалось, что неровности являются преградами для распространения радиоволн в том случае, если их размеры значительно превышают длину волны; от таких неровностей происходит «зеркальное» отражение волн. Более мелкие неровности, но еще соизмеримые с длиной волны («шероховатая» поверхность), создают рассеянное отражение волн. На рис. 7.6 луч

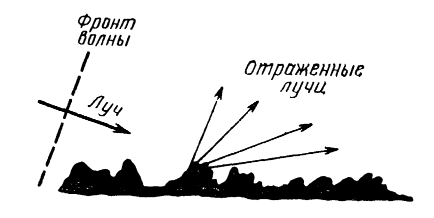


Рис. 7.6. Рассеянное отражение шероховатой поверхности

приходящих волн показан наклонным по отношению к среднему уровню шероховатой поверхности. Рассеяние уменьшает поток мощности, достигающий пункта приема. Чем меньше высота не-

ровностей и чем более пологое направление падающего луча, тем меньше окажется рассеяние при данной длине волны.

Теперь предположим, что несимметричный заземленный вибратор (см. рис. 6.15) излучает радиоволны над ровной земной поверхностью. Если бы поверхностный слой был идеальным проводником ($\sigma = \infty$), то волны были бы поляризованы строго вертикально (рис. 7.7,*а*).

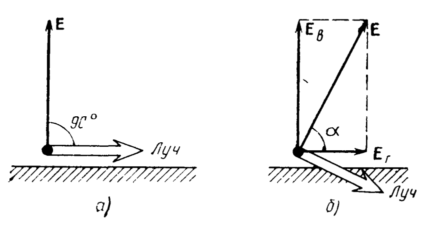


Рис. 7.7. Распространение земных волн:
а — над идеальной почвой; *б* — над реальной почвой

Горизонтальное электрическое поле у поверхности проводника с высокой проводимостью, как было показано ранее, равно нулю. Линии вертикального поля заканчиваются на поверхности. В действительности поверхностный слой земли является полупроводящим, т. е. имеет конечную проводимость и некоторую диэлектрическую проницаемость, отличную от единицы. Переменное электрическое поле радиоволн проникает в почву и расходует в ней энергию на нагревание токами проводимости и токами смещения. Значит, луч волны, т. е. направление потока мощности, становится наклонным (рис. 7.7,*б*): часть энергии передается почве, а другая часть продолжает движение вдоль поверхности. Но вектор напряженности электрического поля **E** всегда перпендикулярен лучу. Следовательно, и электрическое поле приобретает наклон своего вектора вперед — в сторону движения волн.

Вектор **E** может быть разложен на два составляющих вектора — в е р т и к а л ь н ы й $\mathbf{E}_в$ и г о р и з о н т а л ь н ы й $\mathbf{E}_г$. Чем больше почва отличается от идеального проводника, тем больше наклон вектора **E** и тем меньше напряженность поля в пункте приема по сравнению с полем при идеальных условиях распространения. Потери в почве зависят от длины волны. Морская вода для длинных волн создает условия распространения, наиболее близкие к идеальным. Д а л ь н и е с в я з и з е м н ы м и л у ч а м и п р а к т и ч е с к и о с у щ е с т в и м ы л и ш ь н а д л и н н ы х в о л н а х.

Но здесь возникает еще одна особенность: если строго вертикально поляризованные волны нужно принимать на вертикальную приемную антенну для создания в ней переменного тока, то наклонное поле своей горизонтальной составляющей может наводить ток и в горизонтальном приемном проводе, расположенном вдоль направления движения волн. Прием на горизонтальный провод выгоден при необходимости низкой подвески антенн.

От рассмотрения характеристик влияния земной поверхности на распространение радиоволн обратимся к характеристикам влияния земной атмосферы. Допустим, что радиоволны из области нейтрального газа переходят в область ионизированного газа. Поперечное (т. е. перпендикулярное лучу) электрическое поле приводит в движение свободные электроны ионизированной среды. Электромагнитное поле движущихся зарядов электронов суммируется с полем радиоволн, в результате чего изменяется направление их лучей. В физике такое изменение направления лучей называется п р е л о м л е н и е м. Коэффициент преломления при переходе луча из нейтрального слоя в ионизированный определяется известным из физики соотношением

$$n = \frac{\sin \delta_1}{\sin \delta_2},$$

где δ_1 — угол падения, а δ_2 — угол преломления (рис. 7.8), составляемые со-

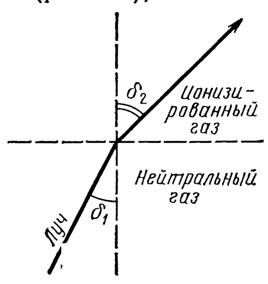


Рис. 7.8. Закон преломления радиоволн

ответственно падающим и преломленным лучами с перпендикуляром к поверхности раздела слоев.

Коэффициент преломления радиоволн пропорционален квадратному корню из отношения диэлектрических про-

ницаемостей второго и первого слоев. Если учесть, что для нейтрального газа проницаемость приблизительно равна единице, то можно написать

$$n = \frac{\sin\delta_1}{\sin\delta_2} \approx \sqrt{\varepsilon_{и.г}}, \qquad (7.3)$$

где $\varepsilon_{и.г}$ — относительная диэлектрическая проницаемость ионизированного газа.

Если $\varepsilon_{и.г}<1$; то $\delta_2>\delta_1$, а это означает, что в ионизированном слое лучи радиоволн идут более полого, нежели в нижних слоях атмосферы. Именно такой случай преломления показан на рис. 7.8. Но приходится напомнить, что все твердые, жидкие и газообразные вещества имеют диэлектрическую проницаемость больше единицы; лишь для вакуума она снижается до единицы. Здесь же мы утверждаем, что для ионизированного газа она может быть меньше единицы. Значит, ионизированный газ — своеобразный диэлектрик. Как это объяснить физически?

При прохождении радиоволн сквозь ионизированную среду свободные электроны приводятся в движение полем волн. Пренебрежем пока возможностью столкновений электронов с молекулами и ионами газа. Можно утверждать следующее: чем выше плотность ионизации (число свободных электронов в единице объема) и чем ниже частота радиоволн (т. е. чем больше путь пробега электрона за время действия на него полуволны), тем сильнее «электронный» ток «подавляет» обычный ток смещения. Результирующий ток уменьшается, что соответствует уменьшению диэлектрической проницаемости ионосферы. Математически она выразится следующим соотношением:

$$\varepsilon_{и.г} \approx 1 - 81\frac{N}{f^2}. \qquad (7.4)$$

Здесь N — число электронов в 1 см^3, а f — частота источника волн в килогерцах. Объединяя формулы (7.4) и (7.3), напишем выражение для коэффициента преломления радиоволн:

$$n = \frac{\sin\delta_1}{\sin\delta_2} = \sqrt{1 - 81\frac{N}{f^2}}. \qquad (7.5)$$

Этой формулой будем широко пользоваться для анализа процессов распространения волн в ионосфере. Сейчас отметим лишь важнейшие практические следствия этой формулы.

Если ионизация исчезает из-за рекомбинации электронов с ионами ($N \to 0$), то и преломление прекращается. Длинные волны (малые частоты f) преломляются сильнее, чем короткие, а для ультракоротких волн (очень высоких частот f) преломление вообще отсутствует даже при наибольшей практически наблюдаемой степени ионизации. Наконец, при некотором значении угла падения δ_1 (при достаточно пологом падении радиоволн на границу раздела слоев) угол преломления δ_2 должен был бы стать равным 90°. Это означает, что луч, начиная с этого угла δ_1, уже не входит в ионизированную среду, а при более пологом падении полностью отражается вниз к Земле. Подводя итог сказанному, можно утверждать, что чем длиннее волны и выше степень ионизации слоя, тем сильнее преломление и круче угол падения, при котором волны отражаются к Земле.

Если взять случай вертикального падения волн на ионизированный слой ($\delta_1=0$), то формула (7.5) примет следующий вид:

$$0 = \sqrt{1 - 81\frac{N}{f^2}}. \qquad (7.6)$$

Значение частоты f, удовлетворяющее этому условию, называется критической частотой ионизированного слоя ($f_{кр}$). Легко найти значение этой частоты из формулы (7.6):

$$f_{кр} = \sqrt{81N}. \qquad (7.7)$$

Следовательно, вместо числа электронов в кубическом сантиметре в качестве характеристики ионизированного слоя можно указывать критическую частоту $f_{кр}$.

Найдем для примера критические частоты слоя F в дневные и ночные часы зимнего времени (см. § 7.1). Днем $f_{кр} \approx \sqrt{81 \cdot 2 \cdot 10^6} \approx 13\,000$ кГц $= 13$ МГц. Ночью $f_{кр} = \sqrt{81 \cdot 2 \cdot 10^5} \approx 4000$ кГц $= 4$ МГц. Сколь существенно может изменяться критическая частота в течение суток!

Реальная область ионосферы имеет, конечно, неравномерную плотность ионизации, как это и было показано на рис. 7.4. Плотность ионизации с высотой возрастает, достигает максимума и затем постепенно уменьшается. Можно представить себе, что ионизация возрастает скачками (рис. 7.9), так что $\varepsilon_0 > \varepsilon_1 > \varepsilon_2 > \varepsilon_3$. Луч будет испытывать постепенное преломление, становясь все более и более пологим, и наконец подойдет к очередному скачку ионизации (ε_3) под углом падения, способным дать отражение луча к Земле. Испыты-

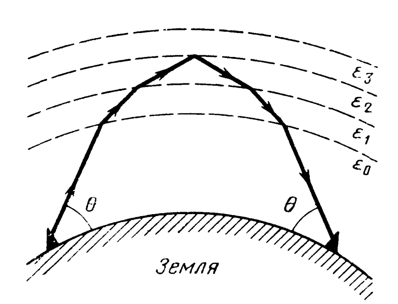


Рис. 7.9. Схема поворота луча к **Земле**

вая обратное преломление, луч вернется к Земле под тем же углом Θ, под которым был излучен. Вполне понятно, что поворот луча к Земле совершается до прохождения максимальной концентрации электронов данной области. Если же ионизация недостаточна для поворота луча, то он проходит в космическое пространство, испытывая некоторый излом пути в ионосфере.

На рис. 7.10 показаны наиболее характерные случаи распространения ДВ (низкая радиочастота), КВ (высокая радиочастота) и УКВ (сверхвысокая радиочастота) радиоволн в ионосфере Читателю предлагается сопоставить эти рисунки с формулой (7 5) и обосновать следующие факты: ДВ отражаются от нижней границы ионосферы; КВ могут быть возвращены к Земле при достаточной плотности ионизации; УКВ проходят сквозь атмосферу в Космос, причем луч может испытывать некоторое смещение, но практически сохраняет прямолинейность и в Космосе. Отклонения от этих общих закономерностей будут указаны в следующих параграфах.

В заключение скажем, что при колебаниях, вызываемых проходящими радиоволнами, электроны в ионосфере сталкиваются с молекулами газа, расходуя на нагревание газа часть энергии радиоволн. Это поглощение энергии является вредным свойством ионосферы, так как оно ослабляет напряженность поля радиоволн. Характерно следующее: поглощение тем сильнее, чем больше не только степень ионизации, но и плотность самого газа, так как с увеличением плотности газа возрастает число соударений электронов с молекулами за секунду. Поэтому область E (и даже область D), имея меньшую концентрацию электронов N, нежели область F, но находясь под бо́льшим давлением, поглощает энергию радиоволн сильнее. Отсюда для КВ, например, область F оказывается отражающей, а области E и D — поглощающими.

Поглощение зависит не только от плотности газа, но и от частоты f колебаний излучателя радиоволн. Для волн короче примерно 300 м эта закономерность очень проста: с ростом частоты поглощение энергии радиоволн уменьшается. Это можно пояснить физически. При высокой частоте f колеблющийся электрон успевает несколько раз приобретать и переизлучать энергию, прежде чем сталкивается с молекулой газа; приобретенная и вновь излученная энергия возвращается волне («реактивная» энергия). Значит, при соударении с молекулой энергия, запасенная электроном за короткий период, мала и уменьшается с частотой. Ультракороткие волны, например, имеют в ионосфере относительно малое затухание.

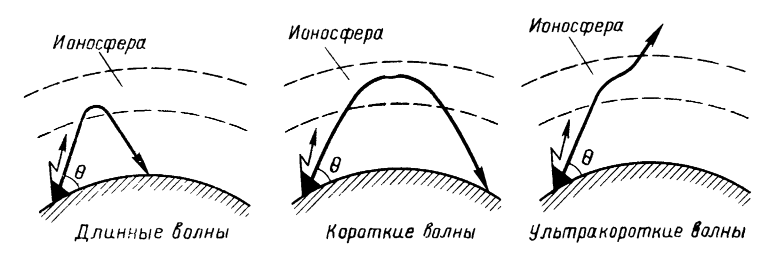


Рис 7.10. Характерные примеры прохождения ДВ, КВ и УКВ в ионосфере

Для волн длиннее 100 м имеется максимум затухания в ионосфере; он соответствует приблизительно СВ диапазону. Именно в этом диапазоне длин волн частота электромагнитных колебаний может оказаться равной числу столкновений электронов с молекулами за секунду. Получается явление своеоб-

разного резонанса, которому соответствует максимум поглощения энергии на «нагрев» воздуха. На еще более длинных волнах затухание снова несколько уменьшается, так как здесь время пробега электрона между соударениями меньше периода электромагнитных колебаний, а потому за время пробега электрон получает лишь малую порцию энергии волны. Итак, ионосфера может быть средой, не только преломляющей радиоволны, но и поглощающей их энергию, т. е. полупроводящей средой.

Волны, которые после преломления в ионосфере возвращаются к Земле, будем называть п р о с т р а н с т в е н н ы м и (или и о н о с ф е р н ы м и).

7.3. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЛИННЫХ ВОЛН

Сверхдлинные и длинные волны ($\lambda > 1000$ м, $f < 3 \cdot 10^5$ Гц) обладают, как нам известно, наибольшей способностью огибать выпуклость земного шара. Однако практическая возможность держать на этих волнах связь даже с антиподом (на 20 000 км) не может быть объяснена только дифракцией. Условия их распространения оказываются благоприятными благодаря наличию ионосферы.

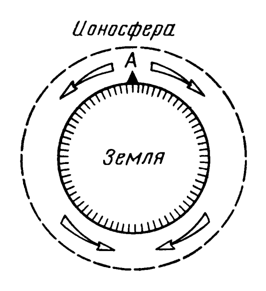


Рис. 7.11. Распространение ДВ и эффект антипода

Не только уровень E, но в дневные часы даже уровень D имеют такую плотность ионизации, при которой ДВ способны отражаться при любом угле падения, в том числе и при вертикальном падении. Действительно, если взять даже самую высокую из частот ДВ диапазона ($f = 3 \cdot 10^2$ кГц) и подставить ее значение в формулу (7.7), получим концентрацию электронов, необходимую для вертикального отражения этой волны: $N = f^2/81 = 9 \cdot 10^4/81 \approx 10^3$ электронов на 1 см^3. Эта цифра соответствует дневной ионизации области D и на два порядка ниже дневной ионизации уровня E. Значит, ДВ отражаются от нижних слоев ионосферы при любых углах падения.

Воды океанов и морей и даже влажная почва оказываются для ДВ почти проводником, т. е. тоже отражают их при любом угле падения. Поэтому физическую картину распространения ДВ следует представить как ряд поочередных отражений от нижней границы ионосферы и от земной поверхности. Такой процесс (см., например, рис. 5.27) похож на распространение волн в гигантском волноводе, стенками которого служат ионосфера и земная поверхность (рис. 7.11). Именно такое «волноводное» распространение и позволяет объяснить факты поддержания регулярной длинноволновой радиосвязи на расстояния, где только путем дифракции (огибания) выпуклости Земли получить удовлетворительный прием сигналов оказалось невозможным.

Выгодными свойствами длинноволновой радиосвязи и радиовещания на ДВ являются сравнительное постоянство напряженности поля в пункте приема в течение суток, года и 11-летнего периода, а также отсутствие влияния ионосферных возмущений. Это объясняется устойчивым существованием области E, выше которой (в область ионосферных возмущений) длинные волны не заходят. Однако поглощение этих волн приводит к необходимости строить для них очень мощные передатчики (сотни и даже тысячи киловатт мощности в антенне). Это тем более необходимо, если учесть, что длинноволновые антенны, как правило, не имеют направленного действия.

Серьезным недостатком длинноволновой связи оказывается сильное воздействие на приемники помех, создаваемых разрядами атмосферного электричества, так как эти разряды порождают главным образом длинноволновые колебания. Наконец, полоса пропускания длинноволновых линий радиосвязи очень мала (из-за низкой несущей частоты); на волнах длиннее 2000 м вследствие этого радиотелефония совсем не применяется. Однако это обстоятельство уже не относится непосредственно к закономерностям распространения ДВ.

7.4. РАСПРОСТРАНЕНИЕ СРЕДНИХ ВОЛН

Диапазон СВ (1000—100 м) издавна применяется для радиовещания и для связей торговых кораблей многих стран. Характер распространения этих волн уже не будет только волноводным: ведь для их отражения плотность ионизации уровня *E* не всегда достаточна, а ионизация уровня *D* вовсе недостаточна. Действительно, подставив в формулу (7.7) крайнее значение частоты СВ ($f=3\cdot10^3$ кГц), найдем необходимую степень ионизации для их отражения при любом угле падения $N=f^2/81=9\times10^6/81\approx10^5$ электронов в 1 см³. Эта концентрация электронов свойственна уровню *E* только в дневные часы. В ночные же часы отражение возможно лишь при наклонном падении СВ на границу области *E*.

Замечательно следующее: в дневные часы энергия СВ очень сильно поглощается областью *D*, сквозь которую волны проходят дважды — при подходе к уровню *E* и при отражении от него. Ночью область *D* отсутствует, и волны в ней не поглощаются. Поэтому в дневные часы СВ практически могут распространяться только как поверхностные (земные), а ночью на более значительных расстояниях от передатчика можно принимать ионосферные СВ. Увеличение дальности действия средневолновых радиостанций в ночные часы очень выгодно для радиовещания. Для связи же на СВ требуется круглосуточное прохождение сигналов, а это достигается только при приеме земных волн.

Участие ионосферы в распространении СВ в ночное время сопровождается некоторыми особенностями. Первой из таких особенностей следует считать **замирания** (резкие уменьшения) силы приема. Положим, что в пункте *A* (рис. 7.12) работает передатчик, а в пункте

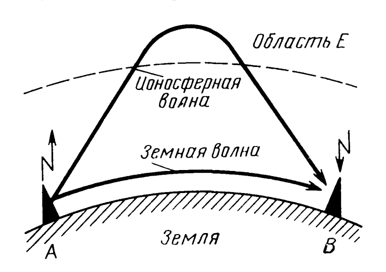


Рис. 7.12. Происхождение «ближнего» замирания

B ведется прием. Если днем в пункт *B* доходят земные (и только земные) волны, то ночью туда же могут попадать и волны, отраженные ионосферой. Тогда в пункте приема поле становится результатом интерференции (взаимодействия) земных и ионосферных волн. При совпадении фаз волн результирующее поле усиливается, а при противофазности ослабляется (замирает). Но степень ионизации отражающего слоя и, следовательно, глубина проникновения в него радиоволн не остаются постоянными. Они изменяются по случайному закону (подвергаются флуктуациям) вследствие непостоянства ионизирующего излучения Солнца и наличия воздушных течений. В результате этого изменяется длина пути пространственных волн, а значит, и фазовый сдвиг между земной и пространственной волнами. Чем короче волна, тем чаще изменения фазовых соотношений при флуктуациях длины пути пространственных волн от передатчика до пункта приема. Возможны замирания и в той зоне, куда земные волны уже не доходят и где взаимодействуют пространственные волны, доходящие разными путями. Но такие «дальние» замирания чаще наблюдаются на коротких волнах.

Вторым неизбежным следствием влияния ионосферы на распространение СВ оказываются колебания силы приема в течение суток. На очень близких расстояниях от передатчика, где основным является поле земных волн, сила приема в течение суток практически не меняется. На средних расстояниях, куда земные волны доходят с большим ослаблением, днем прием может быть плохой, а ночью, когда главенствует поле ионосферных волн, он улучшается, но сопровождается замираниями. На больших же расстояниях, куда земные волны практически не доходят, прием возможен лишь в темное время за счет ионосферных волн.

Для радиолюбителя может представить интерес методика расчета дальности действия (или, что одно и то же, напряженности поля) той или иной радиовещательной станции средних волн. Здесь возможны следующие пути вычислений.

В первую очередь волны, излучаемые заземленной передающей средневолновой антенной, можно условиться считать распространяющимися в свободном «полупространстве», ограниченном снизу идеально проводящей плоской поверхностью. Для земных волн это будут «идеальные» условия распространения.

Формула (7.2) приобретает в таком случае следующий вид:

$$E \approx 7{,}75 \frac{\sqrt{P_\Sigma D}}{r}. \qquad (7.8)$$

Здесь E — действующее значение напряженности электрического поля в вольтах на метр (у поверхности раздела) на расстоянии r(м) от передающей антенны, которая дает мощность излучения P_Σ (Вт) и имеет в горизонтальной плоскости коэффициент направленности D. Мы видим, что действующее значение напряженности поля увеличилось в $\sqrt{2}$ раз, что соответствует удвоению мощности излучения. Физически это объясняется следующими соображениями: если мощность излучения сохранена той же, которую давала антенна в свободном пространстве, то теперь вся эта мощность направляется в полупространство, а потому поток мощности удваивается.

Над реальной выпуклой поверхностью Земли и с учетом реальных потерь энергии в поверхностном слое напряженность поля будет несколько меньше тех значений, которые вычисляются по формуле (7.8).

7.5. РАСПРОСТРАНЕНИЕ КОРОТКИХ ВОЛН

Короткие волны (100—10 м) могут распространяться как земными, так и ионосферными лучами. Но поглощение энергии радиоволн в земной поверхности возрастает с увеличением частоты, тогда как поглощение в ионосфере с ростом частоты уменьшается. Именно поэтому основным видом практически используемого распространения КВ следует считать ионосферное. Вдоль земной поверхности КВ распространяются на небольшие расстояния. При мощности передатчика в десятки и даже в сотни ватт дальность связи земными лучами не превышает десятков километров, особенно для верхней половины КВ диапазона (50—10 м).

Радиопередача на КВ ионосферными лучами является экономичным способом дальней радиопередачи. В нормальных условиях состояния ионосферы для отражения лучей КВ основной оказывается область F, а нижележащие области E и D создают вредное поглощение энергии КВ. Такое «нормальное» прохождение КВ изображено на рис. 7.13,*а*, а на рис. 7.13,*б* показана возможность увеличения дальности коротковолновой связи путем «двух скачков», т. е. двукратного отражения от ионосферы (с однократным отражением от Земли). Дальность такой связи определяется углом, под которым волны падают на границу ионосферы (и отражаются от нее): чем больше угол падения, тем больше дальность «скачка». Экономичность же связи достигается благодаря тому, что при правильном выборе длины волны поглощение энергии в ионосфере на КВ незначительно (гораздо меньше, чем на СВ), поэтому в пунктах возвращения отраженных волн к Земле напряженность их поля может оказаться достаточной для приема даже при сравнительно небольшой мощности передатчика.

Для того чтобы пояснить смысл выбора выгодной части КВ диапазона, рассмотрим рис. 7.14. Здесь изображаются лучи распространения короткой волны, частота которой выше критической частоты слоя F ионосферы. Крутизну падения будем оценивать не углом падения δ_1 (см. рис.

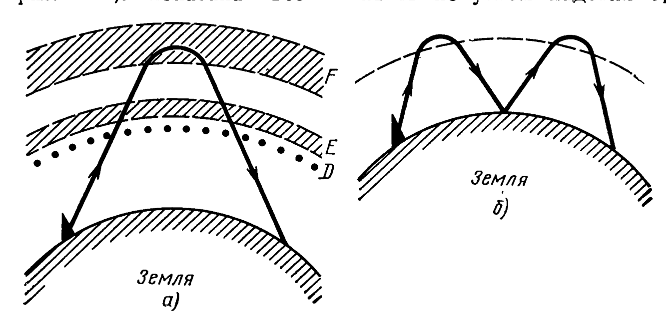


Рис. 7.13. Распространение пространственных коротких волн:
а — при одном скачке; *б* — при двух скачках

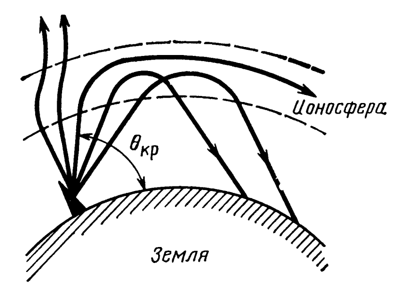


Рис. 7.14. Распространение волн, частоты которых выше критической, при излучении под разными углами

7.8), а углом возвышения Θ, который образован между лучом волн и касательной прямой к поверхности Земли в пункте излучения.

При крутом падении (Θ→90°) волны проходят сквозь ионосферу в космос. При некотором угле $\Theta_{кр}$ (критический угол для данной степени ионизации слоя и для данной частоты радиоволн) происходит полное внутреннее отражение и луч направляется в ионосфере параллельно земной поверхности. При углах, меньших критического, лучи возвращаются к Земле, и тем дальше от пункта излучения, чем меньше угол Θ. При излучении касательно к Земле достигается наибольшая дальность «скачка», составляющая приблизительно 4000 км. Итак, необходимая дальность связи определяет тот угол Θ, под которым антенна должна излучать максимум энергии. Зная высоту отражающего слоя, легко определить этот угол простым геометрическим построением. Для того чтобы получить в намеченном пункте приема достаточную напряженность поля ионосферных КВ, нужно выполнить следующие два условия прохождения этих волн: во-первых, нужно выбрать такую частоту (длину волны), которая была бы ниже максимального значения, еще отражаемого слоем при требуемом угле возвышения; во-вторых, необходимо, чтобы энергия волн этой частоты не поглощалась чрезмерно при двукратном прохождении (вверх и вниз) через области *E* и *D* (поглощение уменьшается с ростом частоты).

Значит, выбор частот для коротковолновой ионосферной связи резко ограничен сверху некоторой **максимально** применимой частотой по отражению и не столь резко снизу некоторой минимально применимой частотой по поглощению. Оба этих граничных значения частоты относятся к данным часам суток (т. е. к данной степени ионизации области *F*) и к данной трассе (т. е. к углу возвышения Θ). Описанная нами «нормальная» картина распространения КВ позволяет пояснить разницу между «дневными» и «ночными» волнами.

Днем для дальних связей применяются наиболее короткие волны этого диапазона (примерно от 10 до 25 м); такие волны при малом угле возвышения способны отражаться от слоя *F*. Конечно, более длинные волны и подавно стали бы отражаться, но при высокой дневной ионизации в областях *E* и *D* потери в них были бы слишком большими и потребовалось бы невыгодное увеличение мощности передатчиков.

Ночью для дальних связей используется нижняя часть КВ диапазона (приблизительно от 35 до 100 м), так как при уменьшении ионизации слоя *F* более короткие волны от него не отразились бы даже при пологом падении. Потери же в нижних слоях ионосферы ночью не столь опасны, ибо область *D* отсутствует, а ионизация области *E* сильно уменьшается.

Волны, занимающие участок между дневными и ночными (примерно от 25 до 35 м), успешно применяются для связи в часы восхода и захода Солнца. Конечно, точное разграничение этих трех участков КВ диапазона невозможно, так как их границы зависят от сезона (лето, зима) и от фазы 11-летнего периода солнечной активности.

Все сказанное о «нормальном» прохождении КВ убеждает нас в том, что экономичность дальней коротковолновой связи получается за счет эксплуатационных осложнений в виде необходимости сменять волну радиостанций несколько раз в сутки и притом в нужные часы. Но «нормальные» условия прохождения КВ в ионосфере нарушаются рядом дополнительных явлений, характерных для коротковолновой связи и наносящих ей ущерб.

Если на ДВ основным видом помех, как мы указывали, являются атмосферные разряды, то на КВ наиболее угрожающими оказываются помехи от посторонних передатчиков. В определенные часы суток частоты, пригодные для дальней связи, назначаются очень многим радиостанциям, и эти волны распространяются на дальние рас-

стояния, создавая взаимные помехи. Разумеется, требование борьбы с помехами от посторонних передатчиков осложняет условия связи.

Не менее вредное явление для КВ связи представляют собой замирания, которые на КВ бывают более глубокими и следуют друг за другом более часто, нежели на СВ. Физическая сущность замираний та же: интерференция волн, доходящих до пункта приема разными путями и с изменяющимися во времени фазовыми сдвигами. Промежутки времени между двумя замираниями (минимумами результирующей напряженности поля) могут исчисляться и долями секунды, и секундами, и реже десятками секунд, а амплитуда напряженности поля (от минимума до максимума) может изменяться в десятки и даже в сотни раз.

В отличие от замираний на СВ, причиной которых чаще всего оказывается интерференция земных лучей с ионосферными, на КВ замирание обычно является результатом взаимодействия нескольких пространственных лучей, прошедших разные пути в ионосфере. Например, на рис. 7.13 был показан прием лучей, один из которых имел одно, а второй — два отражения. Может быть интерференция и между пучками волн, излученных передатчиком под разными углами и взаимно перекрывающихся в пункте приема. Способы борьбы с замираниями разработаны и будут рассматриваться ниже. Разумеется, необходимость такой борьбы усложняет и без того не очень простые условия ионосферной КВ связи.

Дополнительные помехи при дальнем КВ приеме может создать радиоэхо. При обходе сигналов вокруг земного шара путем многократного отражения КВ поглощение энергии столь мало, что возможен вторичный прием одного и того же сигнала. Такое «прямое кругосветное эхо» наблюдается через 0,13 с после приема основного сигнала. При радиотелеграфном приеме (особенно при быстродействующей работе) эхо способно исказить текст, при фототелеграфе — испортить изображение, а при радиотелефонии — ухудшить разборчивость передачи из-за длительных повторов звукового сигнала.

Возможно также «обратное кругосветное эхо», т. е. вторичный прием сигнала, обогнувшего Землю в направлении, обратном основному (кратчайшему) направлению связи (рис. 7.15). Однако направленность действия передающей и приемной антенн может исключить обратное кругосветное эхо.

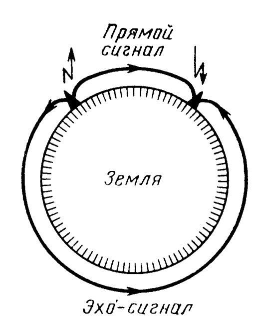


Рис. 7.15. Схема обратного кругосветного радиоэха (отдельные отражения не показаны)

Коротковолновая связь в полярных областях в радиусе 2000—3000 км (от полюсов) нередко нарушается ионосферными возмущениями, происходящими преимущественно в слое F. Они вызывают нерегулярное уменьшение ионизации слоя и даже полное его исчезновение на время до нескольких часов. Возможно и появление дополнительных слоев, и изменение высоты слоя F. Все эти явления резко ослабляют напряженность поля сигнала, рассчитанного на «нормальное» прохождение в ионосфере. Для повышения надежности КВ связи в полярных районах передатчики рекомендуется строить с большим запасом мощности, с высокой направленностью антенн, а прием сигнала осуществлять одновременно на два приемника с разнесенными на местности антеннами. Разумеется, ДВ и УКВ линии связи, если имеется возможность их создать, более надежны для полярных районов, нежели коротковолновые.

Условия КВ связи подвергаются существенным изменениям по фазам 11-летнего периода солнечной активности. Дело в том, что для дневных часов критическая частота слоя F в годы высокой солнечной активности оказывается больше (иногда почти вдвое), чем в годы низкой активности. Можно привести следующие приближенные значения критических частот слоя F для средних географических широт (табл. 7.2).

Естественно, что в годы высокой солнечной активности можно и нужно

Таблица 7.2

Фаза солнечной активности	Сезон года	Время суток	Критическая частота слоя, МГц
Максимум	Зима	День Ночь	14 2
	Лето	День Ночь	7 4
Минимум	Зима	День Ночь	8 2
	Лето	День Ночь	6 4

выбирать повышенные частоты связи, так как они проходят сквозь нижние слои ионосферы с меньшим поглощением. Это выгодно для дальних связей. Однако в годы высокой активности Солнца более вероятны и всякого рода нерегулярные явления в ионосфере (в первую очередь — возмущения), способные нарушить связь.

При организации КВ связи необходимо учитывать, что между зонами приема поверхностных и пространственных волн может наблюдаться зона молчания. Для передатчика, антенна которого имеет равномерное излучение в горизонтальной плоскости, это явление представлено в плане на рис. 7.16: зона молчания имеет вид кольцевой площади, разделяющей зоны слышимости. Границы этого пояса определяются минимальной напряженностью поля, еще обеспечивающей прием на фоне помех.

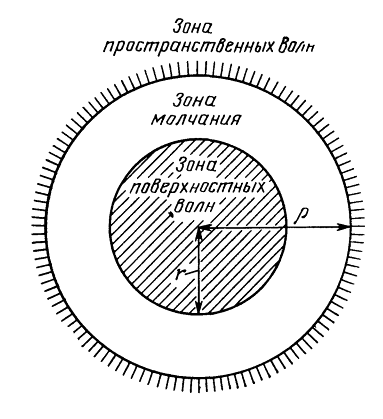


Рис. 7.16. Внутренний r и внешний ρ радиусы зоны молчания (вид сверху, в плане)

Причина существования зоны молчания достаточно проста: в эту зону земные волны (рис. 7.17) уже не доходят,

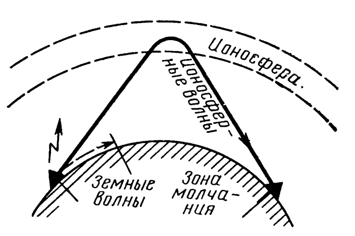
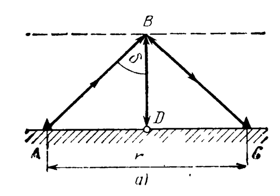


Рис. 7.17. Происхождение зоны молчания

поглощаясь почвой, а ионосферные волны в эту зону еще не доходят, так как отражаются только при падении под углом не меньше критического (см. рис. 7.14) и возвращаются к Земле за зоной молчания. Внутренний радиус зоны молчания r зависит, конечно, от мощности излучения поверхностных волн, но в редких случаях превышает сотню километров; внешний же радиус ρ при работе КВ станции на дальние расстояния, т. е. под малыми углами возвышения, может превышать тысячу километров. С пунктом, находящимся в зоне молчания для данной длины волны и для данной передающей антенны, нельзя добиться связи повышением мощности передатчика. Итак, очень интересные возможности, предоставляемые связью на КВ, реализуются только при тщательном учете их свойств и особенностей.

Знание закономерностей распространения КВ и наличие экспериментальных сведений об ионосфере необходимы для успешной организации дальних КВ связей. В первую очередь производится выбор длины волны и типов передающей и принимающей антенн. Предположим, что задана трасса радиолинии между пунктами A и C (рис. 7.18,*а*). Предположим далее, что на основе материалов вертикального зондирования ионосферы на середине этой трассы мы знаем для какой-то части суток высоту BD отражающего уровня и критическую частоту этой области. Разумеется, при этом мы мысленно заменяем процесс постепенного поворота луча к Земле процессом зеркального отражения. Тогда максимально применимую частоту для данной трассы в данные часы можно очень



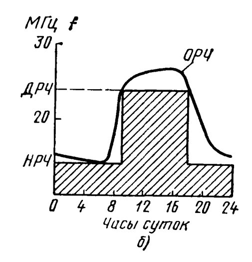


Рис. 7.18. Выбор частот для КВ связи: *а* — путем геометрического построения; *б* — по суточному ходу оптимальной рабочей частоты

просто найти из геометрических соотношений для рис. 7.18,*а*:

$$f_{м.п} = f_{кр}/\cos\delta, \qquad (7.9)$$

где δ — угол падения луча на отражающую поверхность.

Пусть, например, расстояние $r=800$ км, высота отражения $BD=400$ км, критическая частота $f_{кр}=7$ МГц. Тогда из треугольника ABD получим $\delta=45°$ и по формуле (7.9) $f_{м\ п}=7/0{,}707\approx9{,}9$ МГц. Эта частота соответствует длине волны около 30 м. На практике для связи назначают не максимально применимую частоту, а несколько меньшую. Оптимальная рабочая частота (ОРЧ) обычно берется приблизительно на 15% ниже максимально применимой. В данном примере оптимальной будет частота около 8,4 МГц. Зная же угол падения δ, можно определить требуемые углы возвышения Θ главных лепестков диаграмм направленности передающей и принимающей антенн и выбрать типы антенн. В нашем примере треугольник ABD оказался равнобедренным, и углы подъема диаграмм направленности антенн должен быть по 45°. Конечно, подобное упрощенное построение, не учитывающее кривизны земной поверхности, допустимо для трасс относительно небольшой протяженности (сотни километров).

Выбрав рабочую частоту (т. е. длину рабочей волны) и типы антенн, необходимо далее определить мощность радиопередатчика (точнее, мощность излучения передающей антенны). Выполняется такой расчет на основе метода, разработанного А. Н. Казанцевым.

Сказанное нами о выборе частоты, направленности и мощности относилось к какому-то часу суток в какое-то время года. Но в течение суток критическая частота изменяется; вместе с ней изменяются значения максимально применимой, а следовательно, и оптимальной частоты. Для примера на рис. 7.18,*б* изображено изменение оптимальной рабочей частоты (ОРЧ) в течение осенних суток для трассы длиной около 1500 км. Заштрихованная площадь дает указания о выборе дневной ДРЧ (более высокой) и ночной НРЧ (более низкой) рабочих частот, по возможности приближающихся к оптимальным.

Таковы самые элементарные представления об организации КВ связи с ионосферными волнами. В дополнение к расчетным методам определения рабочих частот для заданных трасс — методам, основанным на материалах вертикального зондирования ионосферы, применяется также метод практических измерений. Непосредственные измерения основаны на эффекте в о з в р а т н о - н а к л о н н о г о о т р а ж е н и я пространственных волн при их падении на земную поверхность.

Неровности, хотя бы и малые, дают рассеянные отражения (рис. 7.19). Если в пункте *А* передачи установили также приемник и если этот приемник обнаруживает волны, отраженные от земной поверхности в пункте *В*, то можно утверждать, что имеется прохождение и прямых сигналов по трассе *АВ*. Тот факт, что рассеянное отражение происходит именно в нужном пункте *В*, устанавливается по отсчету времени прохождения прямого и отраженного сигналов. Возвратно-наклонное зондирование радиотрасс практикуется довольно широко с применением специального оборудования.

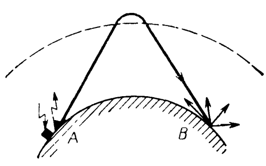


Рис. 7.19. Принцип возвратно-наклонного зондирования

7.6. РАСПРОСТРАНЕНИЕ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

На УКВ достигаются большие возможности в технике радиосвязи и радиовещания. Телевидение, радиолокация, ближняя радионавигация осуществимы только на УКВ благодаря широкой полосе пропускания радиолиний и высокой направленности антенн.

В течение десятилетий применение УКВ ограничивалось требованием прямой (геометрической) видимости между антеннами передающей и приемной станций, которое вытекает из прямолинейности распространения основного потока энергии этих волн. Действительно, дифракция вокруг больших преград почти несвойственна УКВ, а потому они практически не огибают выпуклость земной поверхности. В ионосфере же не может быть достигнута такая степень ионизации, которая была бы достаточной для нормального отражения УКВ (исключение может быть в годы высокой солнечной активности для нижней части метрового диапазона — примерно 7—10 м). Именно поэтому УКВ первоначально применялись для ближних наземных связей, для местного радиовещания и телевизионного вещания и для связей самолетов в воздухе.

Но наука нашла пути к разрешению противоречия между потребностью в широкой полосе пропускания и ограниченной дальностью прямой видимости. Была разработана *радиорелейная связь*, для которой характерно размещение вдоль ряда промежуточных (ретрансляционных) станций на интервалах прямой видимости между соседними антеннами (рис. 7.20).

Промежуточная станция радиорелейной линии, принимая сигналы, приходящие с одного направления, автоматически переизлучает (ретранслирует) их в другом направлении на иной волне; таким образом, сигнал «по цепочке» передается от первой оконечной станции ко второй. Одновременно по той же линии передаются сигналы от второй оконечной станции к первой. Больше того, одно и то же антенное устройство может служить и для передачи, и для приема сигналов в одном направлении, если эти сигналы имеют, например, разную поляризацию (горизонтальную и вертикальную). Именно поэтому на каждой башне (мачте) на рис. 7.20 мы видим лишь по две (а не по четыре) параболические антенны — для обмена с двумя соседними станциями.

Радиорелейные линии уплотняются десятками и даже сотнями каналов, т. е. при телефонной связи могут одновременно разговаривать большое количество абонентов. На крупных линиях имеется до тысячи и более каналов. Широкие полосы пропускания аппаратуры УКВ позволяют передавать по радиорелейным линиям не только телефонные сообщения, но и телевизионные программы между разными городами и разными странами.

Если УКВ распространяются в приземном слое воздуха, то они могут испытывать поглощение, ослабляющее напряженность поля по сравнению с полем при распространении в безвоздушном пространстве. Причиной поглощения энергии радиоволн могут явиться капли воды в виде дождя или тумана. Правда, практически заметным это поглощение становится только на волнах короче 3 см.

Физически процесс поглощения в каплях воды можно представить как результат наведения в них токов смещения, плотность которых пропорциональна частоте. Кроме того, граница дождевой полосы или облака как среды с иными параметрами (для воды проницаемость $\varepsilon_r = 80$) создает отражение и

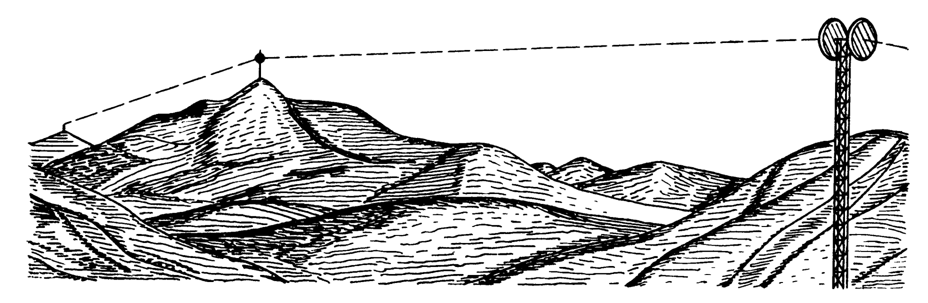


Рис. 7.20. Радиорелейная линия с прямой видимостью между антеннами

рассеяние очень коротких волн. Линия связи на волне 2 см во время атмосферных осадков становится неустойчивой. На волнах миллиметрового диапазона наблюдается значительное поглощение в молекулах водяных паров и затем в молекулах кислорода.

Учитывая эти свойства, для радиопередачи вдоль земной поверхности используют волны не короче 3 см. Например, телевизионные передачи ведутся на метровых, а в последнее время на дециметровых волнах. Радиорелейные линии работают преимущественно на волнах 3—10 см, а также на дециметровых волнах. Связь же между подвижными наземными объектами (автомобильный и железнодорожный транспорт) осуществляется в основном на волнах метрового диапазона.

Требование прямой (геометрической) видимости между антеннами корреспондирующих радиостанций УКВ заставляет располагать антенны по возможности выше. В стационарных сооружениях для подъема антенн УКВ служат специальные опоры — либо башни, либо мачты. Если представить земную поверхность идеально шарообразной и гладкой (рис. 7.21) и принять высоту

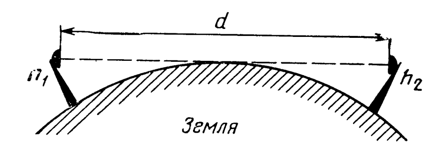


Рис. 7.21 Предельное расстояние прямой видимости между антеннами

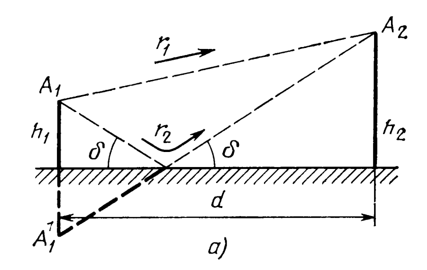
подъема одной антенны h_1 (в метрах), а другой h_2 (в метрах), то предельное расстояние прямой видимости d (в километрах) вычислится так:

$$d = 3{,}57\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right). \quad (7.10)$$

Так, если обе антенны поднять на высоту $h_1 = h_2 = 25$ м, то расстояние прямой видимости будет не более $d = 35{,}7$ км. Но энергия, получаемая принимающей антенной от передающей, распространяется в некоторой зоне, которая охватывает штриховую прямую, показанную на рис. 7.21 (в физике эта зона называется первой зоной Френеля). Значит, желательно, чтобы между верхней точкой преграды и прямой линией, соединяющей антенны, был «просвет» хотя бы в несколько метров.

Антенны важнейших радиорелейных линий размещаются на башнях высотой до 100 м. Еще выше поднимаются антенны телевизионных передатчиков, задача которых — обслужить по возможности широко окружающую местность. Всем известно, что высота Останкинской телевизионной башни составляет 525 м (самое высокое здание в мире).

Связь на УКВ при наличии прямой видимости между антеннами характеризуется возможностью одновременного воздействия на приемник не только прямой волны, но и волны, отражаемой от земной поверхности. На рис. 7.22,*а* по-



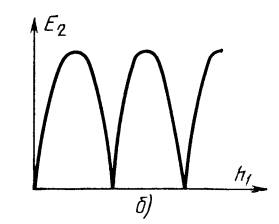


Рис. 7.22. Взаимодействие прямой и отраженной волн в пункте приема:
а — геометрическое построение лучей; *б* — зависимость результирующего поля от высоты передающей антенны

казаны передающая антенна на высоте h_1 и приемная антенна на высоте h_2. Луч прямой волны соединяет антенны A_1 и A_2. Луч отраженной волны легко построить, соединив «зеркальное отражение» передающей антенны A'_1 прямой линией с приемной антенной A_2. Это дает точку отражения на земной поверхности, в которой углы падения и отражения δ равны между собой.

Длина прямого луча r_1 меньше длины отражаемого луча r_2. Поэтому в точку A_2 волны по этим двум путям приходят, вообще говоря, в разных фазах. Разность фаз зависит от разности хода $(r_2 - r_1)$ и от длины волны. При заданной длине волны разность хода изменяется с изменением высот антенн и

расстояния между ними. Если любую из этих трех величин изменять плавно, то сдвиг фаз будет периодически меняться от 0 до 180°, вновь до нуля и т. д. Следовательно, напряженность поля E_2 получит периодические изменения, как показано для примера на рис. 7.22,*б*.

Это свойство, открытое Б. В. Введенским, означает практически следующее: если линия радиосвязи выполнена правильно и отдельно взятый луч r_1 обеспечивает по расчету уверенную связь, а фактически связь отсутствует или оказывается неуверенной, то небольшим изменением одной из указанных величин (h_1, h_2, d или λ) можно достигнуть хорошего результата. Эффект интерференции прямого и отраженного лучей может наблюдаться и при таком расстоянии d, которое не допускает пренебрежения выпуклостью Земли. С другой стороны, при отражении может поглощаться или рассеиваться значительная часть энергии луча r_2, поэтому даже при сдвиге фаз в 180° результирующее поле не будет равно нулю.

На этом закончим краткие сведения о «приземном» распространении УКВ при условии прямой видимости между корреспондирующими антеннами. На МВ, которые способны более успешно огибать небольшие преграды на земной поверхности, чем ДВ, можно поддерживать связь и в отсутствие прямой видимости. Такая связь, называемая часто «низовой» связью, широко распространена и среди радиолюбителей, в частности для спортивной «охоты на лис». Дальности низовой связи на МВ обычно исчисляются километрами, реже — немногими десятками километров. Наиболее сложными оказываются условия радиосвязи на МВ в пределах б о л ь ш о г о г о р о д а. Здесь трудно требовать прямой видимости между антеннами подвижных радиостанций, поэтому часто прибегают к ретрансляции через «центральную» радиостанцию, антенна которой установлена на высотном доме.

Очень интересны возможности связи на УКВ з а п р е д е л а м и г о р и з о н т а. Такие возможности открыты в последние десятилетия и объясняются свойствами атмосферы, приводящими к тем или иным искривлениям лучей УКВ.

Возможны случаи, когда показатель преломления воздуха уменьшается с высотой быстрее, чем при нормальном состоянии атмосферы. Это особенно часто наблюдается над водной поверхностью: влажность воздуха в нижних слоях тропосферы над водной велика и резко убывает с высотой. Тогда луч оказывается преломленным настолько сильно, что он может возвратиться к земной поверхности, отразиться от нее, вновь испытать преломление в тропосфере, возвратиться к Земле на удвоенном расстоянии и т. д. (рис. 7.23). Такой

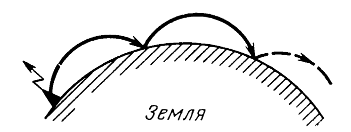


Рис 7.23. Распространение УКВ в тропосферном волноводе

случай дальнего распространения УКВ, создаваемого «сверхрефракцией» в тропосфере, называется распространением в т р о п о с ф е р н о м в о л н о в о д е. Для телезрителей прием дальних программ благодаря распространению в тропосферном волноводе может представить большой интерес.

Другая возможность дальней и притом регулярной, сравнительно устойчивой связи на УКВ создается рассеянием их энергии в м е с т н ы х (локальных) н е о д н о р о д н о с т я х т р о п о с ф е р ы. Нам известно, что такие неоднородности постоянно создаются и распадаются благодаря вихревым движениям воздуха на высоте 3—5 км и более. Неоднородности характеризуются в электрическом отношении коэффициентом преломления, отличающимся от нормального.

Лучи УКВ, проходя сквозь тропосферные неоднородности, испытывают частичное отражение рассеянного характера (рис. 7.24,*а*). Рассеянно отраженные лучи направляются преимущественно вперед и вниз, так что некоторая часть энергии радиоволн достигает Земли на расстояниях, исчисляемых сотнями километров. Эти расстояния можно подсчитать, зная высоту неоднородности тропосферы h и построив из этой области две касательные прямые к поверхности Земли (рис. 7.24,*б*). Так, если принять $h \approx 3$ км, то можно геометрически вычислить расстояние (дугу) $AB \approx 400$ км. Если в пунктах A и B расположить радиостанции, то можно получить радиолинию тропосферной связи (точнее, линию связи на УКВ с использованием рассеянного отражения

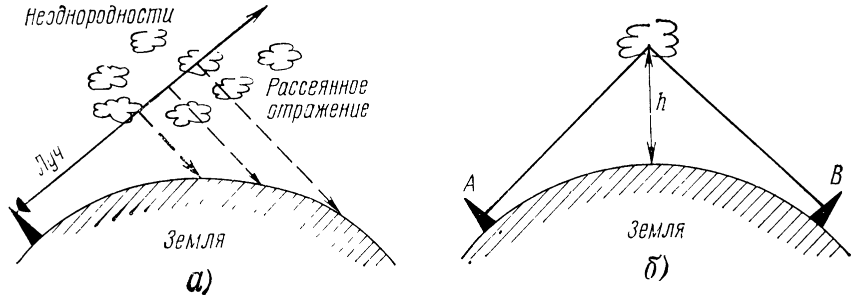


Рис. 7.24. Связь с рассеянным отражением УКВ:
а — рассеяние на неоднородностях; *б* — дальность тропосферной связи

в тропосфере). Обычно такие линии рассчитываются на дальности до 200—300 км, но могут быть и более протяженные линии (до нескольких тысяч километров).

Однако создание линии тропосферной связи — значительно более сложная задача, нежели линии КВ диапазона на то же расстояние. Благодаря рассеянному отражению волн от тропосферной неоднородности напряженность поля падает с расстоянием более резко, чем при прямой видимости. Поэтому требуются значительные мощности передатчиков (от 1 до 50 кВт), антенны больших размеров с высокой направленностью и высокочувствительные приемники. Лишь после создания такой аппаратуры и удалось открыть явление тропосферного рассеяния.

Что касается диапазона частот, пригодного для тропосферной связи, то он включает метровые, дециметровые и часть сантиметровых волн (не испытывающую заметных потерь в атмосфере). Существующие линии тропосферной связи относятся преимущественно к дециметровому диапазону.

Связь с использованием тропосферного рассеянного отражения ценится высоко благодаря следующим свойствам. Во-первых, в отличие от ДВ и КВ связи на УКВ возможна передача колебаний в широкой полосе частот, т. е. большого числа каналов. Во-вторых, эта связь не требует смены длины волны в течение суток, т. е. в этом отношении выгоднее коротковолновой. Однако сила приема в тропосферной линии не остается постоянной. Для повышения устойчивости уровня сигнала приходится осуществлять прием на два приемника с разнесенными антеннами, как и на КВ.

Линии тропосферной связи с конца пятидесятых годов нашли довольно широкое применение, конкурируя в труднодоступной местности с кабельными линиями, прокладка которых в этих условиях обошлась бы дороже. Тропосферные станции могут образовывать радиорелейные цепочки с интервалами не по 40—50, а по 150—250 км и более, что также представляется интересным для труднодоступных районов. Теория и методы расчета линий тропосферной связи освещались в работах Б. А. Введенского, М. А. Колосова, А. И. Калинина, Ю. И. Давиденко и других ученых.

Рассеянное отражение УКВ (конкретно, метровых) наблюдается также в нижних слоях ионосферы.

Ионосферные линии УКВ применяются для связи между материками и отдаленными островами при отсутствии подводных телеграфных кабелей или в качестве дублирующего средства. Станции требуются большой мощности (десятки киловатт) с многовибраторными антеннами синфазного типа. Преимуществом по сравнению с КВ связью на те же расстояния оказывается возможность работать круглосуточно без смены волн. В периоды ионосферных возмущений, когда прерывается нормальная связь на КВ с отражением от слоя *F*, неоднородности в нижних областях ионосферы становятся более резкими, и ионосферная связь на метровых волнах даже улучшается.

7.7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ В КОСМИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Для систем обычной наземной радиопередачи оценку воздействия сигнала на приемную установку выражают напряженностью электрического поля радиоволн в пункте приема [см. формулу (7.2)]. Но такая оценка, удобная для

радиовещания, где прием ведется на случайные антенны, непригодна для специальных радиолиний. Дело в том, что сигналы на таких линиях могут иметь форму раздельных (дискретных) радиоимпульсов; их воздействие на приемник определяется не только амплитудой напряженности поля, но и длительностью, и частотой повторения импульсов. В таком случае более полное воздействие сигналов на приемник характеризуется той мощностью P_2, которую сможет извлечь из радиоволн приемная антенна.

Вместо абсолютного значения мощности P_2 вводят отношение мощности излучения P_1 передатчика к мощности P_2, доставляемой приемнику. Это отношение можно назвать *затуханием* на радиолинии.

Обращаясь к распространению радиоволн в *космическом пространстве* и считая, что потери на соударения электронов с молекулами газа полностью отсутствуют, получаем формулу

$$\frac{P_1}{P_2}=\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2\frac{1}{D_1 D_2}. \qquad (7.11)$$

Здесь r — расстояние от передатчика до приемника в метрах; λ — длина волны в метрах, а D_1 и D_2 — коэффициенты направленности передающей и приемной антенн, безразмерные величины.

Из (7.11), казалось бы, следует, что выгоднее более длинные волны, так как с увеличением λ затухание уменьшается; это означает, что некоторую заданную мощность P_2 можно обеспечить при меньшей P_1. Однако мы знаем, что с уменьшением длины волны достигается возможность увеличения коэффициентов направленности антенн D_1 и D_2, и это оказывается в большинстве случаев решающим соображением для выбора длины волны.

Подсчитаем, например, какой направленностью должны обладать передающая и приемная антенны космической радиолинии, чтобы на расстоянии 300 000 км на волне 3 см при мощности излучения 1 кВт была обеспечена мощность приема 10^{-11} Вт. Из формулы (7.11), полагая в ней $D_1=D_2=D$, находим

$$D=\frac{4\pi r}{\lambda}\sqrt{\frac{P_2}{P_1}}=$$

$$=\frac{12{,}56\cdot 0{,}3\cdot 10^6\cdot 10^3}{3\cdot 10^{-2}}\sqrt{\frac{10^{-11}}{10^3}}=$$

$$=12\,560.$$

Такой высокой направленности можно достигнуть (при допустимых размерах антенн) только на очень коротких волнах. Приведенный метод расчета затухания радиолинии пригоден, строго говоря, для космического пространства (за пределами атмосферы).

Радиотехника в настоящее время решает три основные задачи, требующие распространения радиоволн в космическом пространстве. Первая — обслуживание наземных радиослушателей и телезрителей программами, передаваемыми на большие расстояния путем ретрансляции через искусственный спутник Земли. Вторая — управление с Земли космическими объектами и связь космонавтов с Землей. Наконец, третья задача — связь и взаимное управление между космическими кораблями без участия Земли и вне земной атмосферы. Решения каждой из этих задач имеют свои особенности, в большой степени зависящие от условий распространения радиоволн.

Принцип работы спутника-ретранслятора (пример — советский спутник «Молния») показан на рис. 7.25. Такой

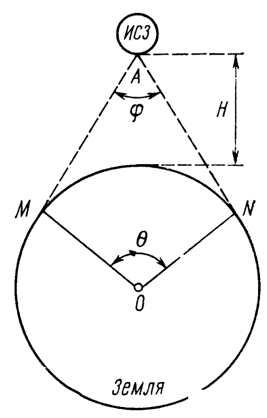


Рис. 7.25. Зона ретрансляции при высоте H искусственного спутника Земли

спутник несет на борту оборудование, по назначению аналогичное оборудованию промежуточной станции радиорелейной линии связи. Оно состоит из двух приемников и двух передатчиков, а также антенных устройств, находящихся вне корпуса. На борту осуществляется прием сигналов от одного наземного корреспондента и их автоматическое переизлучение к другому коррес-

понденту. Наибольшее расстояние между наземными корреспондентами равно длине дуги MN, которая соответствует центральному углу Θ. Точки M и N являются точками касания прямых AM и AN, проведенных от спутника к Земле. Зону земной поверхности, лежащую в пределах телесного угла φ, называют «зоной освещенности» Земли со спутника. В принципе связь возможна между любой парой корреспондентов, расположенных в зоне освещенности. В свою очередь, размеры зоны освещенности определяются высотой H спутника.

Если спутник-ретранслятор служит для передачи программ Центрального телевидения и радиовещания в удаленные области, то на борту работают лишь один приемник и один передатчик. Разумеется, связь и радиовещание через спутник-ретранслятор возможны лишь в те часы суток, в которые имеется прямая видимость спутника из обоих наземных пунктов, т. е. оба пункта находятся в зоне освещенности. Для того чтобы зона освещенности оставалась на поверхности Земли «неподвижной», спутник-ретранслятор должен быть запущен над экватором в сторону вращения Земли на высоту около 36 000 км. Тогда его угловая скорость окажется равной угловой скорости вращения Земли, и он будет представляться для наземного наблюдателя неподвижным («стационарным»). Проблема выбора орбит очень интересна, но она выходит за рамки сведений о распространении радиоволн.

Какие же длины волн можно выбирать для ретрансляции сигналов через спутник? Учитывая, что радиоволны дважды проходят через всю толщу атмосферы и испытывают поглощение в ней, приходится отказываться от волн короче 2—3 см. Вместе с тем, имея наземные приемные антенны направленными вверх, нужно считаться с воздействием на них мешающих излучений Солнца, космических тел и межзвездного газа. Это воздействие особенно сильно в диапазоне метровых волн, поэтому они также редко применяются для связи через спутники. Применяются в основном дециметровые волны и главным образом нижняя часть сантиметровых (3—10 см).

Вторая задача, решаемая радиотехникой в космическом пространстве, — связь Земли с космонавтами и управление с Земли полетом космических кораблей. Присутствие человека на корабле выдвигает новые, более сложные и ответственные требования к радиолиниям по сравнению с требованиями беспилотных полетов. Радиолиния должна обеспечить речевую (радиотелефонную) связь космонавтов с наземными центрами, так как именно речевая связь позволяет изложить любую, в том числе и неожиданную, ситуацию. Вместе с тем радиолиния служит для передачи сигналов телеуправления и телеметрии. Наконец, учитывается возможность приземления корабля в любой точке земного шара и необходимость его поиска с помощью радиопеленгования.

Все эти обстоятельства требуют установки на космическом корабле радиосредств разных диапазонов — КВ и УКВ. Передача с корабля на КВ может быть принята земными центрами на больших расстояниях. Но качество этого приема зависит от состояния ионосферы и ухудшается замираниями. Поэтому приходится привлекать к участию в радиоприеме несколько центров, расположенных в различных точках территорий и акваторий.

Обратимся к третьей космической задаче радиотехники — взаимодействию космических аппаратов без участия Земли. В этом случае отпадают все те ограничения в выборе длин волн, которые диктовались свойствами земной атмосферы. Миллиметровые, субмиллиметровые и даже оптические волны в принципе могут использоваться для связи и управления по линиям Космос — Космос. Особенно интересны световые волны, создаваемые лазерами с огромными коэффициентами направленности. Выбор диапазона зависит от сложности разработки аппаратуры и методов ориентировки лучей на корреспондента.

Осуществленные линии радиоуправления и радиосвязи при межпланетных полетах свидетельствуют об огромных возможностях и колоссальных достижениях в области практической реализации законов распространения электромагнитных волн.

Глава восьмая

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

8.1. СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Изучение электровакуумных и полупроводниковых приборов составляет существенную часть современной науки, которая называется электроникой. Радиоэлектроника является одной из областей применения электроники и созданных ею приборов — электровакуумных, полупроводниковых и квантовых.

Электровакуумные приборы основаны на использовании движения свободных электронов и ионов в вакууме или в разреженных газах под влиянием электрических и магнитных полей. Эти приборы служат базой для создания различных видов радиоэлектронной аппаратуры; особенно велико их значение в разработке мощных устройств радиосвязи, телевидения, радиолокации, радионавигации и других средств радиоэлектроники.

В свою очередь, электровакуумные приборы делятся на два основных класса: электронные и ионные. Электронные приборы, в которых движение электронов происходит в вакууме с высокой степенью откачки газа (10^{-7} мм рт. ст. и ниже), характеризуются большими скоростями движения электронов и пригодны для генерации и усиления колебаний в широких диапазонах радиочастот. В быту они называются радиолампами. Ионные (иначе, газоразрядные) приборы содержат газ (при давлении 10^{-3} мм рт. ст. и выше), а потому движущиеся в них электроны сталкиваются с молекулами газа, производят их ионизацию, и в рабочем процессе принимают участие не только электроны, но и ионы. Такие приборы применяют в электроэнергетике, особенно в преобразователях переменного тока в постоянный (выпрямителях), а также в устройствах автоматики и радиотехники в качестве базы для создания схем автоматического переключения и т. п. Работа электронных приборов рассматривается ниже, описание ионных приборов в книгу не вошло.

Принцип действия полупроводниковых приборов основан на перемещении и распределении зарядов под воздействием электрических и магнитных полей внутри кристаллов твердого тела. Такие приборы не только способны во многих случаях заменить радиолампы, но и открывают новые возможности применения радиоэлектроники в ряде отраслей народного хозяйства. Особенно важным оказалось применение полупроводниковых приборов в тех установках, которые состоят из десятков тысяч активных элементов (например, электронные вычислительные машины): полупроводниковые приборы позволяют уменьшить размеры (миниатюризировать) и повысить сроки надежной работы аппаратуры.

8.2. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ВАКУУМЕ

Электрон, открытый в конце прошлого века, до сих пор представляет собой объект научных исследований, в результате которых раскрываются все новые и новые его свойства. Установлено, что электрон обладает отрицательным зарядом $e=1{,}6\cdot10^{-19}$ К и массой $m=9\cdot10^{-28}$ г.

Представим себе, что в вакуумном баллоне размещены два плоских электрода, к которым приложено напряжение источника постоянной ЭДС U (рис. 8.1). Пластину, присоединенную к положительному полюсу, будем называть анодом; пластину, соединенную с отрицательным полюсом, — катодом.

Допустим, что с поверхности катода с нулевой начальной скоростью вылетает электрон. У поверхности катода он обладает потенциальной энергией $W_п=eU$, где e — заряд электрона. На него будет действовать однородное ускоряющее электрическое поле с напряженностью

$$E=U/d, \qquad (8.1)$$

где d — расстояние между электродами. Двигаясь равноускоренно, электрон при подлете к аноду приобретает скорость v и кинетическую энергию $W_к=mv^2/2$. Запас же его потенциальной энергии (способности совершить работу под дей-

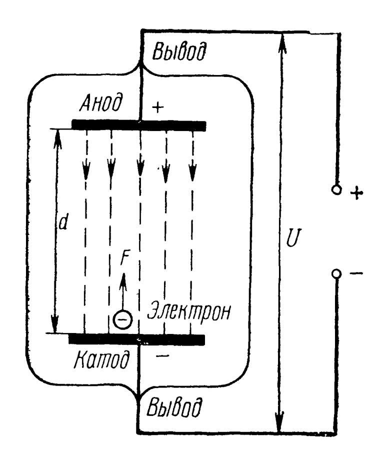


Рис. 8.1. Движение электрона в ускоряющем электрическом поле

ствием сил поля) у анода становится равным нулю. Согласно закону сохранения энергии $W_к = W_п$, т. е. $mv^2/2 = eU$; откуда приобретенная электроном скорость

$$v = \sqrt{2\frac{e}{m}U}\ . \qquad (8.2)$$

Подставляя сюда значения заряда и массы электрона, получаем

$$v = 6 \cdot 10^4 \sqrt{U}\ . \qquad (8.3)$$

Поскольку средняя скорость при равноускоренном движении $v_{ср} = v/2$ (м/с), то время пролета электроном пространства между катодом и анодом, с,

$$t_{пр} = \frac{d}{v_{ср}} = \frac{d}{3 \cdot 10^7 \sqrt{U}}\ . \qquad (8.4)$$

Например, при $d = 10$ мм и $U = 100$ В время пролета составит $t_{пр} \approx 3 \cdot 10^{-8}$ с.

При ударе об анод электрон расходует полученный запас кинетической энергии на нагрев тела анода.

Можно создать условия установления и поддержания тока в вакуумном приборе, выбрав катод, который обладает свойствами э м и с с и и — испускания электронов со своей поверхности. Но простая металлическая пластина, показанная на рис. 8.1 в качестве катода, не обеспечивает заметной непрерывной эмиссии электронов. Дело в том, что атомы в металле, как и в любом твердом теле, жестко связаны между собой и образуют кристаллическую решетку; между атомами в этой решетке имеются зазоры, размеры которых значительно превосходят размеры электрона. Металл отличается от диэлектрика тем, что внешние электроны его атомов слабо связаны с ядром и легко отделяются от него. При этом атомы кристаллической решетки становятся положительными ионами, а отделившиеся электроны совершают внутри металла хаотические движения. Общий заряд металла остается равным нулю, поскольку суммы зарядов ионов и электронов равны.

Двигаясь свободно между атомами металла, электроны не могут свободно выходить за его пределы. Препятствует выходу электронов так называемый п о т е н ц и а л ь н ы й б а р ь е р, т. е. притяжение электрона обратно внутрь металла.

При комнатной температуре в любом металле лишь ничтожное число электронов обладает кинетической энергией, достаточной для преодоления потенциального барьера. Эмиссия может повыситься, если электронам в металле сообщить дополнительную энергию.

Существуют три наиболее широко используемых способа повышения энергии электронов в проводнике: нагревание, создающее т е р м о э л е к т р о н н у ю э м и с с и ю; облучение поверхности проводника светом, создающее фотоэлектронную эмиссию; бомбардировка поверхности проводника извне электронами, имеющими большую скорость и создающими в т о р и ч н у ю э л е к т р о н н у ю э м и с с и ю. В большинстве типов радиоламп используется т е р м о э л е к т р о н н а я э м и с с и я. Катод нагревается электрическим током, как нить в лампе накаливания; именно поэтому электровакуумные приборы и называются лампами. Для нагревания катода должен быть самостоятельный источник тока.

Чистые металлы дают заметную эмиссию лишь при температурах в несколько тысяч градусов. Такой нагрев выдерживают тугоплавкие металлы, например вольфрам, который широко применяется для катодов радиоламп.

Простейшей радиолампой (электровакуумным прибором с термоэлектронной эмиссией) является диод (лампа с двумя электродами).

В стеклянном вакуумированном баллоне (рис. 8.2,*а*) укреплены два электрода — анод и катод. В данном случае, анод выполнен в виде металлического цилиндра, расположенного горизонтально и имеющего вывод вверх

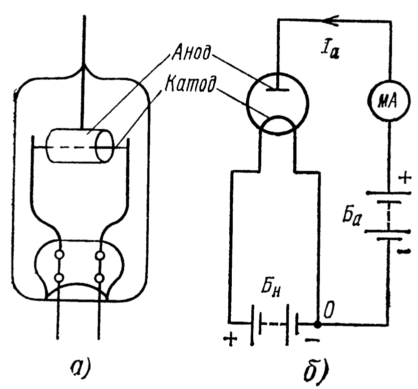


Рис. 8.2. Устройство и включение диода:
а — простейшая конструкция диода; *б* — диод в схеме

сквозь стекло (возможны и иные формы). Катод в виде нити накала, проходящий по оси цилиндра, имеет два вывода, подключаемые к батарее накала. Электроды лампы принято обозначать на схемах, как показано на рис. 8.2,*б*.

Оба вывода катода (нити накала) подключаются к самостоятельной батарее накала $Б_н$. Ток этой батареи, проходящий через нить, нагревает ее до температуры, при которой достигается достаточная эмиссия электронов. Между анодом и одним из зажимов катода включена анодная батарея $Б_а$ с соблюдением полярности, обеспечивающей притяжение электронов к аноду. Если изменить полярность анодной батареи, анод окажется по отношению к катоду отрицательным, и электрическое поле станет не ускоряющим, а тормозящим. Движение электронов к аноду прекратится. Это и дает возможность применять диод как выпрямитель переменного тока.

Обратимся к у с т р о й с т в у к а т о д о в. Каждый металл, в том числе и вольфрам, при определенной температуре эмиттирует определенное (в среднем) число электронов с квадратного миллиметра. Следовательно, размеры катода должны быть такими, чтобы с его поверхности был получен требуемый ток эмиссии. Чем больший анодный ток мы хотим получить, тем большие размеры должен иметь катод; соответственно приходится затрачивать бóльшую мощность на его нагревание (необходимая, но неполезная затрата мощности).

Чистый вольфрам в этом отношении неэкономичен. Его приходится нагревать до такой температуры (не менее 2200° С), при которой металл испаряется, и катод служит недолго (в среднем до 1000 ч). Лишь в очень мощных лампах перегоревшие вольфрамовые катоды можно заменить, и там они находят применение. Чтобы снизить рабочую температуру катода, сохранив хорошую эмиссию электронов, необходимо облегчить выход электронов из металла. С этой целью катод покрывают слоем другого металла толщиной в один атом. Контактная разность потенциалов двух металлов частично компенсирует тормозящее действие поверхности основного металла и содействует вылету электронов. Поэтому покрытие катода называют его а к т и в а ц и е й.

Среди активирующих покрытий можно указать торий, которым покрывается специально обработанная углеродом (карбидированная) поверхность вольфрамовой нити. Торированные карбидированные катоды имеют рабочую температуру не выше 1700° С (желтое каление), и их иногда применяют в лампах для радиопередатчиков средней мощности. Лампа с таким катодом может выйти из строя не в результате перегорания нити, а вследствие разрушения активирующего покрытия; в таких случаях говорят, что лампа «теряет эмиссию».

Другим активирующим покрытием могут быть окислы (оксиды) металлов бария и стронция, которые наносятся не на вольфрам, а на никель. Активирующий слой металла выделяется из окислов при термической обработке катода. Оксидные катоды работают при температуре около 800° С (вишнево-красное каление). Они имеют запас активирующего металла в окислах и потому менее чувствительны к перекалу и более долговечны (например, 5000 ч), чем торированные катоды. Кроме того, они способны отдать повышенную эмиссию при кратковременных включениях напряжений (импульсная работа).

Однако все эти катоды непосредственного (п р я м о г о) накала почти не встречаются в радиовещательной приемно-усилительной аппаратуре, питаемой от сети переменного тока. Дело в том, что если нить прямого накала питать переменным током, то общая точка *О* (рис. 8.2,*б*) попеременно оказыва-

ется под положительным и отрицательным потенциалом относительно середины нити, а потому изменяется (пульсирует) и анодное напряжение, вследствие чего появляется низкочастотный звук (фон) в громкоговорителе приемника.

Гораздо шире в радиоприемной и телевизионной аппаратуре применяют лампы с катодами, которые питаются переменным током, но имеют неизменный потенциал по отношению к аноду (эквипотенциальные катоды). В них нить накала не предназначена для эмиссии; она лишь нагревает сквозь изоляцию отделенный от нее катод. Такие катоды называются подогревными или катодами косвенного накала (рис. 8.3).

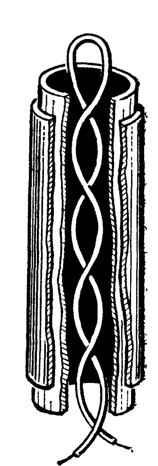


Рис. 8.3. Устройство катода косвенного накала

8.3. ДИОДЫ

Рассмотрим более подробно процессы токопрохождения в цепи диода при изменении напряжения анодного источника. Если оно равно нулю, то ускоряющего поля нет и электроны, эмиттируемые катодом, остаются в пространстве около катода, образуя так называемое облако пространственного заряда. Его плотность будет определяться динамическим равновесием двух процессов: выходом электронов из накаленного катода и возвращением части электронов на катод под действием взаимного отталкивания зарядов в облаке и притяжения положительными зарядами катода. Это равновесие будет определяться только температурой катода: чем она выше, тем больше электронов приобретают энергию, достаточную для того, чтобы выйти из катода.

При подаче на анод положительного напряжения электроны облака начинают испытывать притяжение анода и будут уходить на него; их убыль в облаке будет пополняться новыми электронами, выходящими с поверхности катода, и во внешней цепи появится ток. Чем выше анодное напряжение, тем больше электронов облака будут за единицу времени уходить на анод, и ток в цепи станет расти. Это будет происходить до тех пор, пока все электроны, эмиттируемые катодом за единицу времени, не достигнут анода; объемный заряд при этом исчезнет, а рост тока прекратится, — диод будет работать в режиме насыщения с током I_{e1} (рис. 8.4). Дальнейшее увеличение тока может произойти только при повышении температуры катода (если это допустимо без его разрушения). При этом новое состояние насыщения (с током I_{e2}) наступит при большем анодном напряжении. Практически для получения высокой эксплуатационной надежности и длительного срока службы лампы не используют в режиме насыщения, а только при наличии пространственного заряда.

Ток диода зависит от анодного напряжения нелинейно. Действительно, ток, проходящий через 1 см² сечения диода (плотность тока), $j=qv$, где q — заряд электронов в 1 см³ потока, а v — скорость электронов.

Из выражения (8.2) следует, что $v=k_1U^{1/2}$, где k_1 — коэффициент пропорциональности. Число же электронов, увлекаемых из объемного заряда на анод за единицу времени, пропорционально анодному напряжению $j=k_2U_а$. Следовательно, анодный ток

$$i_а=k_3U_а^{3/2}, \qquad (8.5)$$

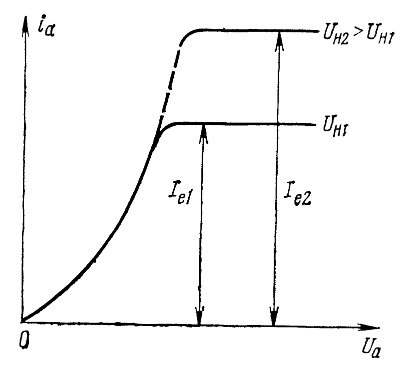


Рис. 8.4. Зависимости анодного тока от напряжения на аноде (для двух значений напряжения накала)

что и отражается восходящей криволинейной частью зависимости, приведенной на рис. 8.4 (до состояния насыщения). Плавный переход к режиму насыщения определяется неравномерным нагревом катода, неравномерностью реального электрического поля и эффектом «вырыва» электронов электрическим полем анода с поверхности катода в отсутствие объемного заряда.

Работа в режиме пространственного заряда совершенно необходима с оксидными и другими активированными катодами, так как электроны при соударениях с атомами остаточных газов ионизируют их и тяжелые положительные ионы бомбардируют катод, если он не защищен облаком пространственного заряда; при этом оксидное покрытие разрушается. Кроме того, при воздействии интенсивного электрического поля на шероховатую поверхность оксидного покрытия эмиссия с отдельных участков становится неравномерной, возникают местные перегревы, где происходит частичное разрушение оксидного слоя.

Электронные лампы не подчиняются закону Ома: во-первых, анодный ток не меняет своего направления при изменении полярности напряжения на диоде; во-вторых, ток изменяется не пропорционально анодному напряжению, а по более сложному закону [см. (8.5)]. Элементы с подобными свойствами принято называть нелинейными.

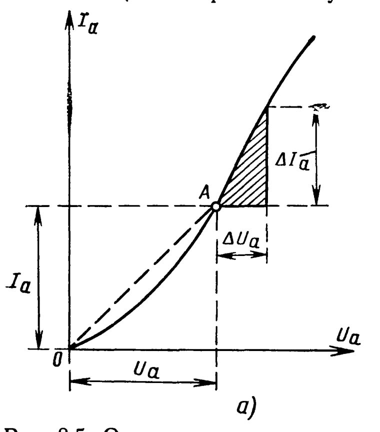
Для обычного проводника в цепи постоянного тока единственной величиной, характеризующейся соотношениями токов в этом проводнике и приложенных к нему напряжений, является сопротивление (или обратная ему величина — проводимость). Сопротивление может быть названо параметром линейной цепи. Можно ввести представление о параметрах и для нелинейного проводника, в частности для диода. Таким параметром является в н у т р е н н е е с о п р о т и в л е н и е д и о д а. Можно измерить вольтметром напряжение между анодом и катодом, а амперметром — ток через промежуток анод — катод. Отношение напряжения к току будет внутренним сопротивлением диода для постоянного тока. Но, рассматривая любую из приводившихся выше характеристик диода, можно убедиться, что это сопротивление не является постоянным, что и свойственно нелинейному прибору. Действительно, при отрицательных напряжениях на аноде ток равен нулю. Значит, в этой области сопротивление равно бесконечности (а проводимость — нулю). При положительных анодных напряжениях сопротивление постоянному току будет для разных точек характеристики различным вследствие ее криволинейности.

На рис. 8.5,*а* для точки *A* характеристики сопротивление постоянному току

$$R_0 = U_a / I_{a1}, \qquad (8.6)$$

т. е. пропорционально котангенсу угла, образуемого прямой *AO* с горизонтальной осью. Но для других точек характеристики подобный угол, а также сопротивление постоянному току окажутся иными.

Возможны и такие случаи, когда кроме постоянного напряжения E_a на анод диода действует переменное напряжение с амплитудой ΔU_a. На рис.



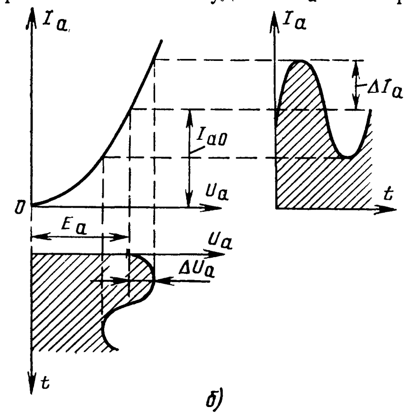


Рис. 8.5. Определение внутреннего сопротивления диода:
а — построение характеристического треугольника; *б* — зависимость между переменным током и переменным напряжением

8.5,*б* изменяющееся напряжение развернуто по оси времени t вниз. При этом в анодной цепи проходит пульсирующий ток, который содержит и постоянную I_{a0}, и переменную ΔI_a составляющие. Изменяющийся ток развернут на рис. 8.5,*б* по оси времени t вправо. Чтобы найти соотношение между амплитудами анодного напряжения ΔU_a и анодного тока ΔI_a, нужно знать сопротивление диода переменному току на участке развертки напряжения:

$$R_i = \Delta U_a / \Delta I_a. \qquad (8.7)$$

Внутреннее сопротивление диода для переменного тока (или, иначе, дифференциальное внутреннее сопротивление) — это отношение приращения анодного напряжения к соответствующему приращению анодного тока. Значок Δ в формуле (8.7) заменяет слово «приращение». Из-за криволинейности характеристики кривая, изображающая изменение тока во времени, может оказаться искаженной по сравнению с кривой, изображающей закон изменения напряжения. Такой вид искажения называется нелинейным.

На разных участках характеристики внутреннее сопротивление различно, и можно строго говорить лишь о среднем значении внутреннего сопротивления для того или иного участка конечной длины. Однако основная часть реальной характеристики диода практически прямолинейна. На этой части характеристики дифференциальное внутреннее сопротивление приблизительно постоянно. Именно эту величину обычно называют в качестве параметра диода.

Для определения внутреннего сопротивления можно воспользоваться построением, показанным на рис. 8.5,*а*. На характеристике выделяется участок, ограниченный напряжениями U_a и $U_a + \Delta U_a$, которым соответствуют токи I_a и $I_a + \Delta I_a$. Выбранный участок характеристики и отрезки, выражающие приращения напряжения и тока, образуют треугольник, катеты которого равны соответственно ΔU_a и ΔI_a. Измерив их длину и учтя масштабы осей координат, найдем приближенное значение внутреннего сопротивления для середины выделенного участка характеристики: $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$. Величина, характеризующая изменения тока при изменении напряжения на диоде на 1 В, называется крутизной характеристики; она имеет также смысл дифференциальной проводимости диода для переменного тока. Крутизна обратна внутреннему сопротивлению:

$$S = 1/R_i = \Delta I_a / \Delta U_a. \qquad (8.8)$$

Если внутреннее сопротивление исчисляется в омах, т. е. в вольтах на ампер, то крутизна должна была бы исчисляться в амперах на вольт, т. е. в сименсах. Однако ради практических удобств для маломощных ламп крутизну принято исчислять в миллиамперах на вольт (мА/В), т. е. в миллисименсах (мСм). Как и внутреннее сопротивление, крутизна не постоянна для разных участков характеристики. В области отрицательных анодных напряжений она равна нулю. За параметр лампы принимают значение крутизны, соответствующее ее прямолинейному крутому участку, в пределах которого крутизна имеет наибольшее и почти постоянное значение.

При технических расчетах иногда допустимо изображать приближенно характеристику диода в виде прямой линии, исходящей из начала координат в положительную область анодных напряжений. Для такой идеализированной характеристики существует единственное значение параметра R_i (или S); в области же отрицательных напряжений внутреннее сопротивление равно бесконечности (крутизна равна нулю). Следовательно, диод, имеющий такую характеристику, все же остается нелинейным элементом, обладающим односторонней проводимостью.

8.4. ТРИОДЫ

Представим себе электровакуумный прибор с плоским эмиттирующим катодом, плоские анодом и с третьим электродом — проволочной решеткой (сеткой), помещенной между катодом и анодом в вакууме (рис. 8.6,*а*). Напряжение на аноде относительно катода обозначим U_a, а напряжение на сетке относительно катода U_c. Сетка введена для того, чтобы с помощью небольших изменений напряжения U_c осуществлять значительные изменения анодного тока I_a. Иначе говоря, сетка должна служить электродом, который управляет анодным током.

Лампа с тремя электродами называется триодом. Схема подключения триода к источникам питания при-

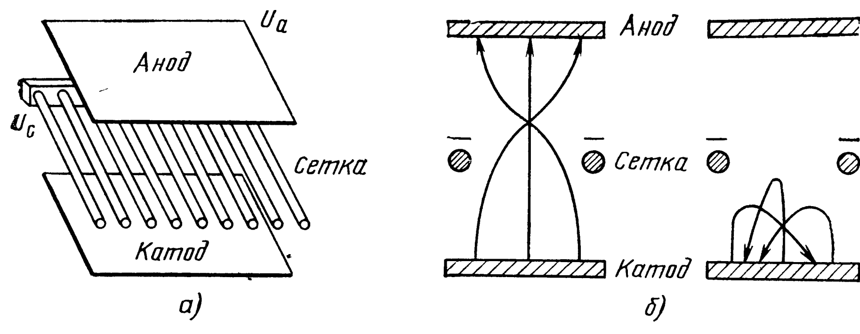


Рис. 8.6. Роль сетки в триоде:
а — условный вид электродов; *б* — траектории электронов при разных отрицательных напряжениях на сетке

ведена на рис. 8.7. Электроны, движущиеся от катода к аноду, вообще имеют возможность пролетать между стержнями сетки. Но число электронов, пролетающих сквозь сетку за секунду, существенно зависит от напряжения на сетке.

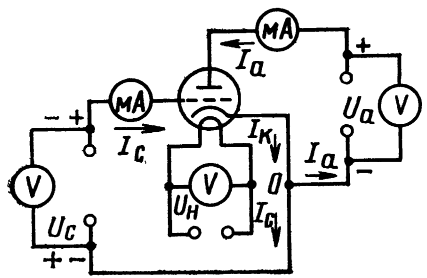


Рис. 8.7. Схема включения триода и прохождения токов в анодной и сеточной цепях триода

Если оно отрицательно по отношению к катоду, то сетка оказывает тормозящее действие на движение электронов, создавая на их пути отталкивающий барьер. Можно установить такое отрицательное напряжение на сетке, при котором вблизи катода ускоряющее поле анода исчезнет, а при дальнейшем повышении отрицательного сеточного напряжения поле близ катода сделается тормозящим и анодный ток прекратится. В этом случае говорят, что на сетку подано «запирающее» напряжение.

Если же на сетку включено положительное по отношению к катоду напряжение, то в пространстве между сеткой и катодом напряженность ускоряющего поля повышается и это приводит к увеличению анодного тока. Следовательно, изменением напряжения на сетке можно менять анодный ток от нуля до наибольшего достижимого значения.

На рис. 8.6,*б* изображены траектории электронов, выходящих из зоны пространственного заряда перпендикулярно поверхности катода, при положительном напряжении на аноде и отрицательном на сетке. Левый рисунок соответствует небольшому отрицательному напряжению на сетке (здесь показаны только два соседних стержня сетки). Электроны, начавшие свое движение прямолинейно, далее отклоняются отрицательно заряженными стержнями сетки и тем больше, чем ближе к стержню должна проходить начальная траектория электрона. В некоторой области за сеткой траектории электронов перекрещиваются, или, как принято говорить, электронный поток фокусируется, а затем идет расходящим пучком к поверхности анода. Правый рисунок соответствует значительному отрицательному напряжению на сетке. Электроны не могут пролетать барьер, созданный электрическим полем сетки, и возвращаются к катоду; анодный ток отсутствует.

При положительном напряжении на сетке не только увеличивается ток анода, но часть электронов, движущихся от катода, может перехватываться сеткой. Следовательно, ток будет существовать не только в цепи анода, но и в цепи сетки (сеточный ток). Обычно сеточный ток I_c полезной работы не выполняет.

Некоторые типы триодов имеют сетку в виде цилиндрической спирали и анод в виде цилиндра.

Количественную оценку зависимостей анодного и сеточного токов от напряжений на электродах наглядно

представляют нам характеристики триода.

Главной характеристикой является график зависимости анодного тока от напряжения на сетке при постоянном напряжении на аноде. Это — сеточная характеристика анодного тока (или анодно-сеточная характеристика).

При значительном отрицательном напряжении на сетке ток I_a отсутствует, так как электроны отталкиваются сеткой назад к катоду. Уменьшая постепенно отрицательное сеточное напряжение, замечаем, что в цепи анода появляется ток, который будет нарастать вначале медленно, а затем быстрее. Это свидетельствует о способности положительного анодного напряжения преодолеть действие отрицательного напряжения на сетке.

При увеличении напряжения на сетке в сторону положительных значений анодный ток будет возрастать, однако одновременно возникнет и будет нарастать и ток сетки. При достаточно больших напряжениях на сетке она, находясь ближе анода к пространственному заряду, станет перехватывать значительную долю тока эмиссии, в связи с чем рост анодного тока прекратится, а затем сменится спадом (рис. 8.8). Произойдет перераспределение электронного потока в лампе в пользу сетки. Понятие тока эмиссии для современных ламп с активированными катодами становится несколько условным потому, что его нельзя наблюдать из-за опасности разрушения катода, с одной стороны, и вследствие того, что с увеличением анодного тока возрастает температура катода из-за нагрева этим током полупроводящего слоя оксида — с другой, что, в свою очередь, приводит к дальнейшему возрастанию эмиссии.

Поскольку анодный ток определяется не только сеточным, но и анодным напряжением, одна характеристика не дает полной информации о работе триода. Поэтому всегда приводят целое семейство анодно-сеточных характеристик лампы, снимаемых при различных постоянных напряжениях на аноде (рис. 8.9,*а*). Чем больше напряжение на аноде, тем больше будут скорости электронов, тем меньшая доля тока эмиссии будет перехватываться сеткой и тем больше будет анодный ток при данном напряжении на сетке. Следовательно, характеристики, снятые при больших напряжениях на аноде, будут располагаться выше. При этом анодный ток будет возникать при больших отрицательных напряжениях на сетке, так как возросшее ускоряющее напряжение анода будет способно преодолевать большее запирающее поле отрицательно заряженной сетки. Иными словами, с увеличением анодного напряжения статистические характеристики сдвигаются влево.

При увеличении напряжения на аноде при том же напряжении на сетке анод сильнее притягивает электроны и меньшая доля потока оседает на сетке. Поэтому характеристики сеточного тока с увеличением анодного напряжения будут располагаться ниже (рис. 8.9,*а*). Но все они выходят из начала координат потому, что электроны могут оседать только на положительно заряженной сетке.

Для расчета режимов использования ламп часто более удобным является семейство так называемых анод-

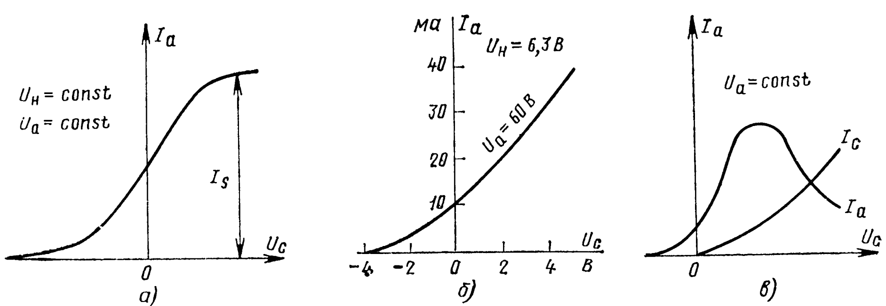
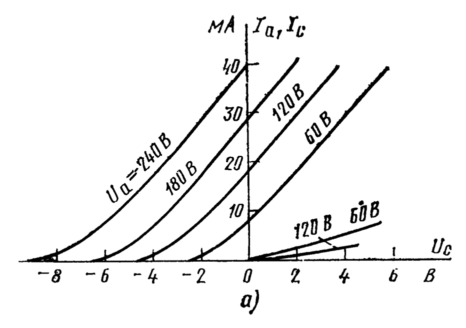


Рис. 8.8 Характеристики триода:
а — анодно-сеточная характеристика для лампы с вольфрамовым катодом; *б* — анодно-сеточная характеристика для усилительной маломощной лампы с подогревным катодом; *в* — характеристики анодного и сеточного токов по напряжению на сетке



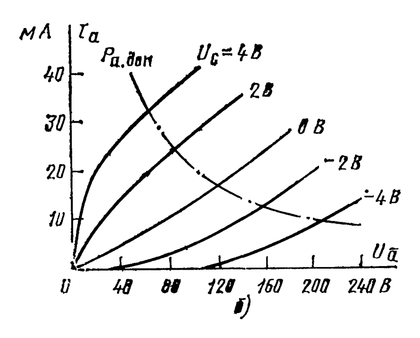


Рис. 8.9. Семейства характеристик триода:
а — характеристики анодного и сеточного токов по сеточному напряжению при разных напряжениях на аноде; *б* — характеристики анодного тока по анодному напряжению при разных напряжениях на сетке

ных характеристик — зависимостей анодного и сеточного токов от анодного напряжения, снимаемых при фиксированных напряжениях на сетке (рис. 8.9,б). Эти характеристики совершенно равноправны первым и могут быть получены путем их перестроения (или сняты экспериментально). Как и первые, они показывают, что с увеличением анодного напряжения анодный ток возрастает, а сеточный уменьшается. При малых же напряжениях на аноде происходит резкое перераспределение тока в лампе: сеточный ток резко возрастает, а анодный падает. При $U_a=0$ все характеристики анодного тока с $e_c>0$ должны выйти из начала координат, так как анод не притягивает электроны. Если на сетку подать отрицательные напряжения, характеристики будут начинаться при $U_a>0$, поскольку только при положительных напряжениях на аноде будет преодолено действие запирающего поля сетки. При одинаковых напряжениях на аноде анодный ток будет тем больше, чем больше напряжение на сетке. То же можно сказать о сеточном токе, поэтому характеристики и сеточного, и анодного токов располагаются одна над другой, тем выше, чем больше напряжение на сетке.

Данные семейства характеристик называют с т а т и ч е с к и м и, так как они снимаются при фиксированных напряжениях на одном из электродов.

Триод предназначен в первую очередь для усиления сигналов. Усиление в триоде возможно благодаря тому, что сетка расположена между анодом и катодом; она частично экранирует катод от прямого воздействия поля анода. Собственное же поле сетки воздействует на пространственный заряд беспрепятственно. Параметр, показывающий, во сколько раз сильнее изменение сеточного напряжения действует на анодный ток, чем такое же изменение анодного напряжения, называется к о э ф ф и ц и е н т о м у с и л е н и я л а м п ы и обозначается буквой μ.

Увеличивая напряжение на сетке на ΔU_c вольт, будем наблюдать прирост анодного тока. Если бы мы захотели восстановить прежнее значение тока, убавляя напряжение на аноде, то следовало бы уменьшить его на $\Delta U_a > \Delta U_c$. Отношение этих напряжений и является коэффициентом усиления лампы:

$$\mu = \Delta U_a / \Delta U_c \qquad (8.9)$$

при неизменном токе I_a.

Очевидно, что $\mu>1$ и представляет собой безразмерную величину. Например, если коэффициент усиления $\mu=25$, то увеличение сеточного напряжения на 0,4 В вызовет такой же прирост анодного тока, какой вызвало бы увеличение анодного напряжения на $0{,}4\cdot25=10$ В.

Иногда удобнее применять в качестве параметра величину, обратную коэффициенту усиления. Этот параметр называется, п р о н и ц а е м о с т ь ю и обозначается буквой *D*:

$$D = \Delta U_c / \Delta U_a \qquad (8.10)$$

при неизменном токе I_a.

Физически проницаемость характеризует приближенно, какая часть силовых линий поля анода проникает сквозь сетку к катоду. Очевидно, что чем гуще сетка, тем меньше проницаемость, т. е. тем больше коэффициент усиления. Для разных применений три-

оды могут выбираться с коэффициентами усиления от нескольких единиц до сотен.

В качестве параметра триода, характеризующего влияние сеточного напряжения на анодный ток при неизменном анодном напряжении, служит **крутизна анодно-сеточной характеристики** (или, как принято говорить, **крутизна лампы**). Крутизна показывает, насколько возрастает анодный ток при увеличении напряжения на сетке на 1 В, и обозначается буквой S:

$$S = \Delta I_а / \Delta U_с \qquad (8.11)$$

при неизменном напряжении $U_а$. Обычно для крутизны применяется исчисление в миллисименсах (мСм), т. е. в миллиамперах на вольт (а не в амперах на вольт), что удобнее практически.

В приемно-усилительных триодах разных типов значения крутизны могут встретиться от 1—2 до 30—40 мА/В. Этот параметр также определяется конструкцией лампы: чем больше эмиттирующая поверхность катода и чем ближе к нему сетка, тем больше крутизна S. Разумеется, в качестве параметра триода (как и диода) указывается крутизна на прямолинейном восходящем участке характеристики. Большая крутизна составляет достоинство лампы в большинстве применений.

Можно изменять анодный ток изменением напряжения на аноде при неизменном сеточном напряжении. При увеличении анодного напряжения на $\Delta U_а$ анодный ток увеличится на $\Delta I_а$. Для количественной оценки этой зависимости служит параметр триода, называемый **внутренним сопротивлением** переменного тока и обозначаемый символом R_i:

$$R_i = \Delta U_а / \Delta I_а \qquad (8.12)$$

при неизменном напряжении $U_с$.

Удобно запомнить такое определение: внутреннее сопротивление, выраженное в килоомах, показывает, на сколько вольт потребовалось бы повысить анодное напряжение, чтобы увеличить анодный ток на 1 мА. Практически применяются триоды с внутренним сопротивлением от 0,5 до 100 кОм.

Внутреннее сопротивление R_i триода — не независимый параметр (так же, как и проницаемость D). Если известны коэффициенты усиления μ и крутизна S, то тем самым задано и внутреннее сопротивление. Действительно, путем простого алгебраического преобразования найдем

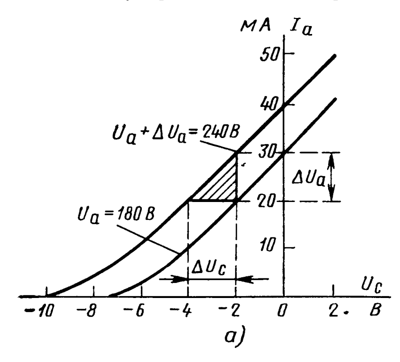
$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с} \frac{\Delta U_с}{\Delta I_а} = \frac{\mu}{S}.$$

Указанную выше математическую зависимость между параметрами триода чаще дают в виде одной из следующих формул (формул Баркгаузена):

$$\mu = SR_i; \quad DSR_i = 1. \qquad (8.13)$$

Конечно, эти соотношения справедливы лишь в том случае, если все параметры относятся к одному и тому же участку характеристики. **Обычно их** указывают для крутых (приближенно прямолинейных) участков. Если имеется экспериментально снятое семейство сеточных или анодных характеристик анодного тока, то можно найти параметры триода для любого режима, охватываемого этим семейством.

Возьмем семейство сеточных характеристик анодного тока (рис. 8.10,*а*).



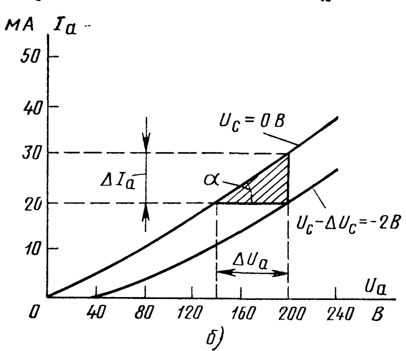


Рис. 8.10. Определение параметров триода:
а — по характеристикам анодного тока в зависимости от сеточного напряжения; *б* — по характеристикам анодного тока в зависимости от анодного напряжения

Пусть требуется вычислить параметры для режима, определяемого приблизительно значениями $U_а \approx 210$ В и $U_с \approx -3$ В. В этом семействе выбраны две характеристики, которые охватывают область интересующего нас режима. Одна из них снята при $U_а = 180$ В, а другая при $U_а + \Delta U_а = 180 + 60 = 240$ В, причем этими характеристиками охвачена область отрицательных сеточных напряжений. Для определения параметров построим так называемый характеристический треугольник, предусматривая, чтобы интересующий нас режим был внутри него. Горизонтальный катет этого треугольника ($\Delta U_с$) показывает, насколько нужно изменить сеточное напряжение, чтобы при переходе с характеристики для $U_а$ на характеристику для $U_а + \Delta U_а$ сохранить неизменным анодный ток. Вертикальный катет этого треугольника $\Delta I_а$ показывает, во-первых, прирост тока при повышении анодного напряжения на $\Delta U_а$, но при неизменном напряжении на сетке (в данном случае 2 В) и, во-вторых, прирост тока при повышении сеточного напряжения на $\Delta U_с$, но при неизменном анодном напряжении (в данном случае при +240 В). Так мы нашли все величины, нужные для определения параметров. Находя на рис. 8.10,*а* числовые значения этих приростов, подсчитываем

$$\mu = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с} = \frac{60}{2} = 30;$$

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_с} = \frac{10}{2} = 5 \text{ мСм};$$

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = \frac{60}{10 \cdot 10^{-3}} = 6000 \text{ Ом}.$$

По мере перехода на нижние сгибы характеристик крутизна уменьшалась бы, а внутреннее сопротивление возрастало. Обычно в справочниках указывают параметры для режима, в котором рекомендуется эксплуатировать данную лампу.

Остановимся кратко на определении параметров по семейству анодных характеристик (рис. 8.10,*б*). Здесь в характеристическом треугольнике горизонтальный катет $\Delta U_а$ показывает, насколько нужно изменить анодное напряжение, чтобы при переходе с характеристики для $U_с$ на характеристику для $U_с + \Delta U_с$ сохранить неизменным анодный ток. Вертикальный катет $\Delta I_а$ показывает, во-первых, прирост тока при повышении сеточного напряжения на $\Delta U_с$, но при неизменном напряжении на аноде (в данном случае 200 В) и, во-вторых, прирост тока при повышении анодного напряжения на $\Delta U_а$, но при неизменном сеточном напряжении (в данном случае 0 В). Значит, из треугольника получены все величины, необходимые для определения параметров. Найти их числовые значения предлагается читателю самостоятельно, пользуясь масштабами на рис. 8.10,*б*.

Обратим внимание на то, что подъем анодной характеристики анодного тока определяет не крутизну, а внутреннее сопротивление лампы: чем положе эта характеристика (чем меньше угол α), тем больше R_i.

В массовом производстве ламп определять параметры построением характеристического треугольника было бы слишком сложно. Однако методы автоматизированного измерения параметров основаны также на сопоставлении приростов напряжений и токов.

Кроме основных (усилительных) параметров триода μ и S (и дополнительных R_i и D), приходится интересоваться параметрами, вредными для выполнения некоторых функций лампы, но неизбежными как результат геометрической ее структуры: это междуэлектродные емкости. Емкости анод — катод $C_{а\,к}$, сетка — катод $C_{с.к}$ и анод — сетка $C_{а\,с}$ зависят от размеров электродов и от расстояний между ними. На рис. 8.11 показано условное изображение внутренних емкостей триода.

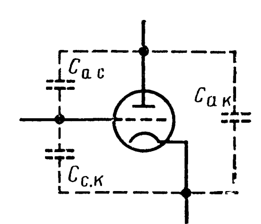


Рис. 8.11. Условное изображение междуэлектродных емкостей

Поясним принцип усиления с помощью триода. Для того чтобы изменения анодного тока были пропорциональны изменениям напряжения на сетке (т. е. чтобы сигнал усиливался без нелинейных искажений), следует обеспечить работу лампы на прямолинейном участке сеточной характеристики анодного тока. Кроме того, в большинстве маломощных усилителей требуется, чтобы лампа работала без токов в цепи ее сетки. Наличие сеточного

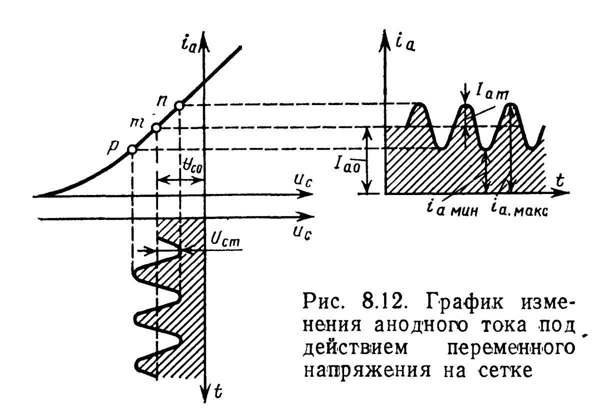


Рис. 8.12. График изменения анодного тока под действием переменного напряжения на сетке

тока связано с бесполезным расходом мощности сигнала в цепи сетки. Чтобы работать без токов сетки, дополнительно включают в цепь сетки источник постоянного отрицательного напряжения E_c, по значению превосходящего возможные амплитуды напряжения сигнала и называемого **напряжением сеточного смещения** (на рис. 8.12 $E_c = U_{c0}$). При выполнении указанных требований исходная точка m, определяющая режим лампы при отсутствии сигнала, находится на прямолинейном участке в левой области (рис. 8.12). В этом исходном режиме в анодной цепи проходит постоянный ток I_{a0}.

При воздействии переменного напряжения сигнала, имеющего амплитуду U_{cm}, рабочая точка перемещается по характеристике между пунктами n и p; значит, анодный ток пульсирует в пределах от $i_{a.мин}$ до $i_{a.макс}$, т. е. в анодной цепи одновременно протекают переменная составляющая тока с амплитудой I_{am} и прежняя постоянная составляющая I_{a0}. На рис. 8.12 сеточное напряжение и анодный ток развернуты во времени.

Чтобы использовать усилительные свойства лампы, необходимо включить в ее анодную цепь нагрузочное сопротивление (например, резистор), с которого можно снимать усиленное переменное напряжение. Режим работы лампы при воздействии на ее вход (на зажимы сетка — катод) переменного напряжения и при наличии в анодной цепи нагрузочного сопротивления можно назвать **рабочим или динамическим режимом**.

В схеме на рис. 8.13 в цепи сетки лампы усилителя включены последовательно источник постоянного сеточного напряжения E_c и источник переменного усиливаемого напряжения с амплитудой U_c. В цепи анода последовательно с источником постоянного питающего напряжения E_a включено нагрузочное сопротивление $R_н$. Через это сопротивление проходит анодный ток; постоянная составляющая I_{a0} этого тока образует на сопротивлении $R_н$ падение

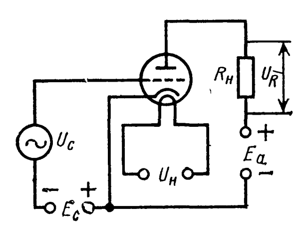


Рис. 8.13. Усилитель напряжения на триоде:
а — простейшая схема;
б — эквивалентная схема анодной цепи усилителя для переменного тока

напряжения $I_{a0}R_н$, уменьшающее анодное напряжение, подаваемое на лампу. На зажимах анод — катод лампы остается постоянное напряжение $U_{a0} = E_a - I_{a0}R_н$.

Для рабочего режима лампы, нагруженной резистором (или иным активным сопротивлением), характерно следующее обстоятельство: при увеличении напряжения на сетке уменьшается напряжение на аноде (и наоборот). Действительно, когда сеточное напряжение изменится на ΔU_c, анодный ток получит изменение $\Delta I'_a = S\Delta U_c$ по определению крутизны из формулы (8.11). Если анодное напряжение изменится на ΔU_a, то анодный ток ока-

жется изменившимся на $\Delta I''_a = \Delta U_a / R_i$ по определению внутреннего сопротивления из формулы (8.12). Следовательно, вследствие одновременного изменения напряжений на аноде и сетке анодный ток изменится на

$$\Delta I_a = \Delta I'_a + \Delta I''_a = S \Delta U_c + \frac{\Delta U_a}{R_i} =$$

$$= S \left(\Delta U_c + \frac{\Delta U_a}{S R_i} \right)$$

или, учтя, что $\mu = 1/D = SR_i$ из (8.13), получим важное соотношение между изменением анодного тока и изменениями напряжений на электродах:

$$\Delta I_a = S (\Delta U_c + D \Delta U_a). \qquad (8.14)$$

Благодаря одновременному и противофазному изменению сеточного и анодного напряжений в рабочем (динамическом) режиме анодный ток лампы усилителя не будет изменяться по статической характеристике. В каждый момент его значение определяется действующими в этот момент напряжениями на аноде и сетке: $e_c = U_c \cos \omega t - E_c$ и $e_a = U_{a0} - U_н \cos \omega t$. Например, при максимальном напряжении на сетке $e_{c1} = U_c - E_c$ анодное напряжение будет минимальным $e_{a1} = U_{a0} - U_R$; на семействе статических характеристик этим напряжениям соответствует анодный ток I_{a1} (рис. 8.14,*а*). В момент, когда напряжение возбуждения проходит через нуль, $e_{c2} = -E_c$, а напряжение на аноде $e_{a2} = U_{a0}$ и анодный ток по семейству статических характеристик уменьшится до значения I_{a0}. В момент, когда напряжение возбуждения станет максимально отрицательным, $e_{c3} = -U_c - E_c$, напряжение на аноде достигнет максимального значения $e_{a3} = U_{a0} + U_R$, а анодный ток станет минимальным $I_a = I_{a3}$.

Если таким образом найти токи в промежуточные моменты времени и соединить полученные точки на семействе статических характеристик, то получим **динамическую характеристику**, в соответствии с которой будет происходить изменение анодного тока нагруженной лампы. Крутизну ее найдем из соотношения (8.11)

$$S_д = \frac{I_{am}}{U_c} = \frac{\mu}{R_i + R_н} = S \frac{R_i}{R_i + R_н}, \qquad (8.15)$$

из которого видно, что крутизна динамической характеристики тем меньше, чем больше сопротивление нагрузки. В режиме холостого хода ($R_н = 0$) $S_д = S$ и динамическая характеристика совпадает со статической.

В связи с малой проницаемостью современных ламп влияние изменения анодного напряжения на анодный ток плохо просматривается по анодно-сеточным характеристикам и динамические характеристики обычно строят на се-

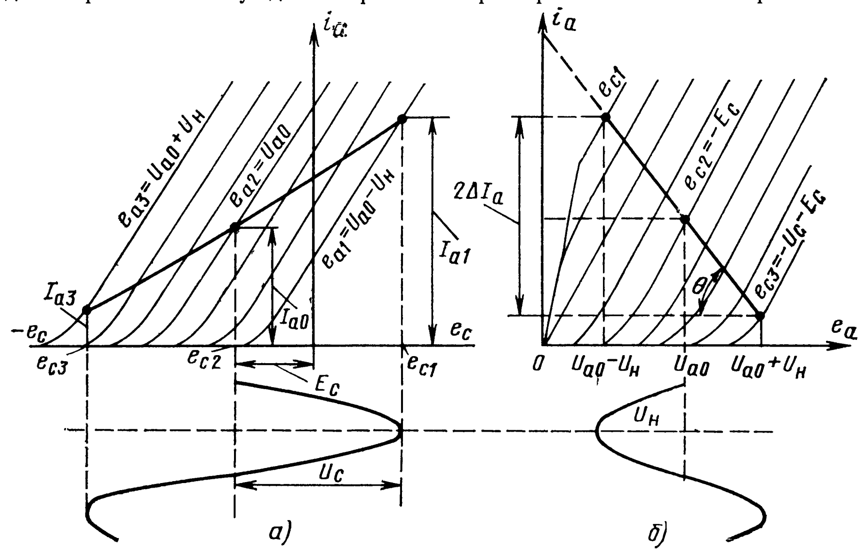


Рис. 8.14. Динамическая характеристика лампы, нагруженной активным сопротивлением:
а — на анодно-сеточных характеристиках; *б* — на анодных характеристиках

мействе анодных характеристик (рис. 8.14,*б*). Крутизна ее в данной системе координат

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} = \frac{\Delta I_a}{\Delta I_a R_н} = \frac{1}{R_н} \qquad (8.16)$$

определяется сопротивлением нагрузки: чем оно больше, тем динамическая характеристика положе. Вследствие этой прямой связи ее часто называют *нагрузочной прямой*. При усилении гармонического сигнала на линейном участке характеристики лампы $\Delta I_а = I_{am}$; $\Delta U_c = U_c$; $\Delta U_a = U_R$ и равенство (8.15) будет иметь вид

$$I_{a\,m} = S(U_c - DI_{a\,m} R_н) = SU_c - \frac{I_{a\,m} R_н}{R_i}.$$

Если перенести слагаемые, содержащие I_{am}, в левую часть равенства и разделить обе части на коэффициент при этом сомножителе, то получим

$$I_{a\,m} = \frac{\mu U_c}{R_i + R_н}. \qquad (8.17)$$

Данное выражение показывает, что переменная составляющая анодного тока изменяется здесь так же, как она изменялась бы в схеме, состоящей из генератора переменной ЭДС с амплитудой μU_c, внутренним сопротивлением R_i и нагрузкой $R_н$ (рис. 8.15,*а*). Та-

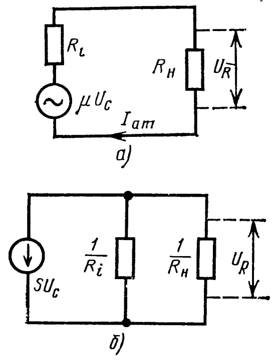


Рис. 8.15. Генератор ЭДС и эквивалентный ему генератор тока

кую схему называют *эквивалентной схемой усилителя*. Используя ее, всегда следует иметь в виду, что она относится только к переменным токам и напряжениям, действующим в цепях усилителя.

Амплитуда напряжения на нагрузке $U_R = I_{am} R_н$. Следовательно, коэффициент усиления каскада по напряжению с учетом данного соотношения

$$K_н = \frac{U_R}{U_c} = \frac{I_{a\,m} R_н}{U_c (R_i + R_н)} = \mu \frac{R_н}{R_i + R_н}. \qquad (8.18)$$

Возникает, естественно, вопрос о том, какой максимальный коэффициент усиления может быть получен и как следует нагружать лампу для его получения. Разделим в выражении (8.18) числитель и знаменатель на $R_н$, тогда

$$K_н = \mu \frac{1}{1 + R_i/R_н}. \qquad (8.19)$$

Отсюда видно, что усиление зависит от отношения сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению лампы. Данная зависимость приведена на рис. 8.16.

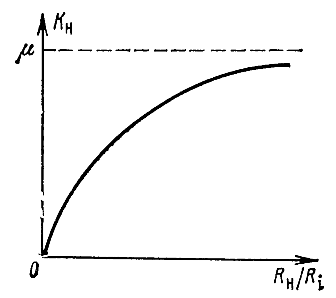


Рис. 8.16. Зависимость коэффициента усиления от нагрузки

Она показывает, что коэффициент усиления получается тем ближе к коэффициенту усиления лампы μ, чем больше сопротивление нагрузки по сравнению с внутренним сопротивлением лампы. При этом коэффициент усиления каскада всегда меньше μ, достигая его значения при $R_н \to \infty$. Последний режим, конечно, нельзя реализовать, поскольку он означает разрыв анодной цепи.

Кроме эквивалентной схемы усилителя в виде генератора ЭДС $E = \mu U_c$ с внутренним сопротивлением R_i и нагрузкой $R_н$ (рис. 8.14,*а*), часто используется эквивалентная схема, в которой управляемая по сетке лампа отображается в виде *генератора тока* с амплитудой $I_{am} = SU_c$ и внутренней проводимостью $G_i = 1/R_i$ (рис. 8.15,*б*). Покажем, что данные схемы равноправны. Это будет иметь место, если ток, проходящий через нагрузочный резистор $R_н$, будет в обеих схемах одинаковым.

В схеме с генератором тока проводимости $1/R_i$ и $1/R_н$ соединены параллельно, поэтому токи в них относятся как проводимости ветвей:

$$\frac{I_н}{SU_c - I_н} = \frac{1/R_н}{1/R_i}.$$

Разрешив данное управление относительно $I_н$, получим

$$I_н = \frac{SR_i U_c}{R_i + R_н} = \frac{\mu U_c}{R_i + R_н},$$

что совпадает со значением, получаемым из выражения (8.17) для схемы с источником ЭДС.

Коэффициент усиления в схеме с генератором тока

$$K_н = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_н R_н}{U_c} = \frac{\frac{\mu U_c}{R_i + R_н} R_н}{U_c} = $$

$$= \mu \frac{R_н}{R_i + R_н} = \frac{SR_i R_н}{R_i + R_н}.$$

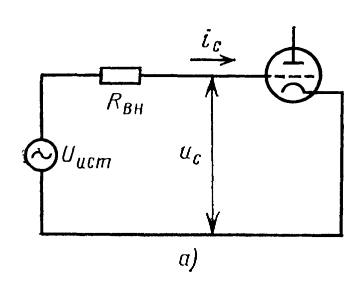
Разделив числитель и знаменатель на $R_i R_н$, получим

$$K_н = \frac{S}{G_i + G_н} = \frac{S}{G_{общ}}. \qquad (8.20)$$

В тех случаях, когда цепь содержит несколько параллельных проводимостей, анализ и расчеты усиления с использованием схемы с эквивалентным генератором тока по соотношению (8.20) оказываются проще, чем по схеме с эквивалентным генератором напряжения.

В заключение поясним необходимость подачи на сетку лампы усилителя постоянного отрицательного напряжения (смещения). Допустим, что в цепь сетки включен только источник возбуждения с внутренним сопротивлением $R_{вн}$ (рис. 8.17,*а*), а смещение отсутствует. Тогда во время положительных полупериодов напряжения на сетке будет возникать сеточный ток, который будет иметь форму периодической последовательности импульсов (рис. 8.17,*б*), поскольку участок сетка — катод представляет собой диод, характеристики которого представлены на рис. 8.4. Этот ток, проходя через внутреннее сопротивление источника возбуждения, создает на нем падение напряжения. За отрицательные полупериоды напряжения тока нет и нет падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника возбуждения. В результате этого напряжение на участке сетка — катод лампы $u_c = U_{ист} - i_c R_{вн}$ оказывается несимметричным и несинусоидальным (т. е. искаженным). Это вызовет искажения формы напряжения и на выходе усилителя. Кроме того, при изменении амплитуды усиливаемого сигнала будет изменяться амплитуда импульсов сеточного тока и падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника возбуждения. Поэтому сигналы разной интенсивности будут изменяться по-разному, что определит так называемые амплитудные искажения.

Наличие сеточного тока определяет также затраты мощности источником возбуждения, которые пропорциональны квадрату сеточного тока. Чтобы устранить данные недостатки в работе усилителя, в цепь управляющей сетки включают источник постоянного отрицательного напряжения смещения. Его напряжение выбирают так, чтобы результирующее напряжение на сетке



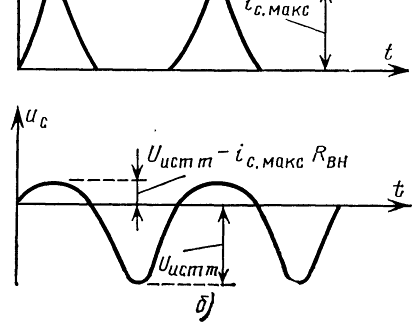


Рис. 8.17. Процессы в цепи сетки лампы при отсутствии смещения:
а — схема цепи сетки с источником сигнала; *б* — искаженная форма входного напряжения

ламп не превышало в любой момент времени нулевое значение, что обеспечивает работу без сеточного тока. Поскольку лампы имеют «левые» характеристики, по анодной цепи лампа при этом заперта не будет.

8.5. ЛАМПЫ С НЕСКОЛЬКИМИ СЕТКАМИ

Триоды находят применение в каскадах усиления низкой частоты приемников, в усилителях СВЧ, выполняемых по специальным схемам, во многих импульсных устройствах и иногда в мощных каскадах передатчиков. Однако триод не является основным типом лампы для радиоаппаратуры из-за присущих ему недостатков.

Первый недостаток триода — значительная емкость анод — сетка $C_{а.с}$. Эта емкость для триодов составляет несколько пикофарад и при сигналах достаточно высоких частот дает заметную проводимость $\omega C_{а.с}$ между цепями анода и сетки (рис. 8.18). Вредное влияние этой емкости заключается в том, что под действием переменного напряжения, образованного на аноде при наличии нагрузочного сопротивления, переменный ток из анодной цепи ответвляется через эту емкость в сеточную цепь. Значит, выходное напряжение воздействует обратно на вход лампы, т. е. имеет место так называемая **обратная связь**. Совместное воздействие на вход лампы двух напряжений (сигнала и обратной связи) может резко и неблагоприятным образом изменить усилительные свойства лампы.

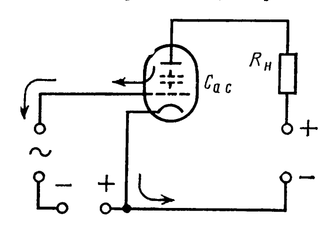


Рис. 8.18. Влияние емкости анод—сетка в триоде

Вторым недостатком триода оказывается небольшой коэффициент усиления μ. Казалось бы, что созданием достаточно густой сетки можно достигнуть любого коэффициента усиления. Однако в таком случае уже небольшое отрицательное напряжение на сетке будет запирать лампу, а потому ее характеристики (см. рис. 8.9,*а*) будут располагаться в основном правее начала координат — в области положительных сеточных напряжений. Принято говорить, что триод с большим μ является «**правой**» лампой, поэтому работает в качестве усилителя только **при наличии токов в цепи сетки**.

Оба недостатка уменьшаются при размещении второй — **экранизирующей сетки** над первой. Такое дополнение дает четырехэлектродную лампу — **тетрод**. Одна из возможных конструкций тетрода и схема его включения (с сопротивлением $R_н$ в цепи анода) показаны на рис. 8.19. Экранирующая сетка, которая закрывает полностью управляющую сетку и катод, укреплена на горизонтальном плоском металлическом диске. Экранирующая сетка и диск ослабляют емкостное взаимодействие между анодом и первой сеткой, а также между их монтажными проводами.

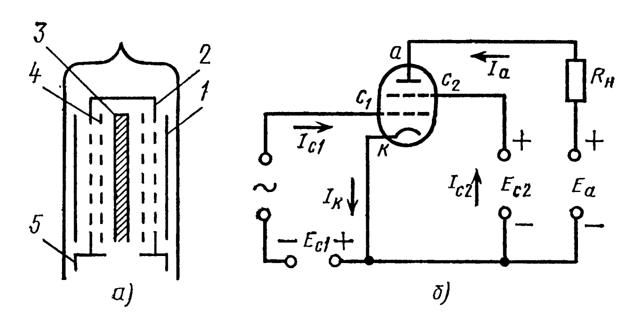


Рис. 8.19. Тетрод:
а — устройство (*1* — анод, *2* — экранирующая сетка, *3* — катод, *4* — управляющая сетка, *5* — диск—экран); *б* — схема питания электродов

Чтобы физически пояснить экранирующее действие второй сетки, рассмотрим воздействие анодного переменного напряжения на цепь управляющей сетки. На рис. 8.20,*а* единственная сетка и

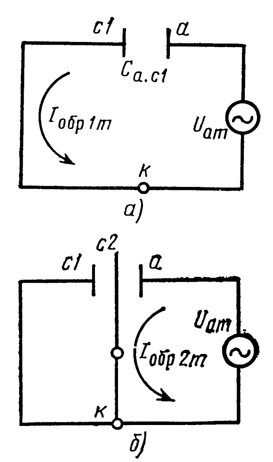


Рис. 8.20. Устранение проходной емкости лампы с помощью экрана

анод триода изображены в виде двух пластин конденсатора $C_{а.с1}$; «конденсатор» находится под действием выходного (усиленного) напряжения U_{am} и пропускает в цепь сетки переменный ток обратного действия $I_{обр1m} = U_{am}\omega C_{а.с1}$. На рис. 8.20,*б* между управляющей сеткой с1 и анодом а расположена сетка с2 в виде металлической пластины, присоединенной накоротко к катоду к. Электрическое поле анода замыкается на экран и создает в его цепи ток обратного действия $I_{обр2m} = U_{am}\omega C_{а\ с2}$. Если бы экран был сплошным, то поле анода не проникало бы вовсе на первую сетку; на сетке же с2 переменное напряжение по отношению к сетке с1 отсутствует благодаря короткому замыканию на катод. В этих условиях ток $I_{обр1m}$ в цепи управляющей сетки, способный нарушить нормальную работу усилителя, был бы равен нулю; иначе говоря, вредная емкость $C_{а.с1}$ отсутствовала бы.

Такая полная экранировка с коротким замыканием экрана на катод нарушила бы, однако, основные функции лампы; электроны не могли бы пролетать от катода к аноду, и лампа бездействовала бы. Поэтому в качестве экрана вводится сетка, сквозь отверстия которой электроны могут пролетать. Конечно, при этом некоторая часть силовых линий электрического поля анода проникает через экранирующую сетку к управляющей, а сквозь нее и к катоду. Отсюда мы можем указать на три следствия.

Во-первых, емкость $C_{а.с1}$ все-таки существует и в тетроде, но ее значение резко (в десятки раз) уменьшено действием экрана. Если для приемно-усилительных триодов эта емкость составляет несколько пикофарад, то для тетродов — лишь доли пикофарады.

Во-вторых, лампы с экранирующей сеткой имеют большой коэффициент усиления μ. Это проще всего пояснить на числовом примере. Пусть экранирующая сетка имеет проницаемость $D_2 = 1/50$; это означает, что сквозь нее проникает лишь 1/50 часть силовых линий поля анода. Пусть далее управляющая сетка (обычно выполняемая с более редкими витками) имеет проницаемость $D_1 = 1/8$; иначе говоря, через нее проходит к катоду 1/8 часть дошедших до нее силовых линий. Следовательно, из всего поля анода достигнет катода 1/8 от 1/50 части силовых линий, т. е. 1/400 доля. Таким образом, проницаемость тетрода будет $D = D_1 D_2$, а коэффициент усиления $\mu = 1/D = 1/D_1 D_2$. В нашем примере $\mu = 400$. При нормальных значениях крутизны большим окажется у тетрода и внутреннее сопротивление. Так, если крутизна $S = 4$ мСм, то для нашего примера $R_i = \mu/S = 400/4 \cdot 10^{-3} = 100\ 000$ Ом. Значит, лампам с экранирующими сетками свойственны увеличенные коэффициенты усиления μ и внутренние сопротивления R_i по сравнению с теми же параметрами трехэлектродных ламп (при одинаковых значениях крутизны, которая определяется в основном структурой катода и управляющей сетки).

В-третьих, короткое замыкание экранирующей сетки на катод оказывается недопустимым. Дело в том, что при малой общей проницаемости D анодное поле очень слабо воздействует на потенциальный барьер, имеющийся вблизи катода. Если напряжение на управляющей сетке отрицательно, то при нулевом напряжении на экранирующей сетке ускоряющее поле анода будет полностью компенсироваться и анодный ток окажется равным нулю. Для преодоления потенциального барьера при отрицательном напряжении на первой сетке оказывается необходимым подать на экранирующую сетку постоянное положительное напряжение $E_{с2}$. Обычно тетроды получают $E_{с2} = (0{,}25 - 0{,}5) E_а$. Именно это напряжение уско-

ряет движение электронов от катода к аноду. На рис. 819,б была показана подача напряжения E_{c2} от отдельной батареи. Легко понять, что часть электронов перехватывается экранирующей сеткой, и в ее цепи возникает ток I_{c2}, а катодный ток $I_к$ оказывается суммой трех токов. Полезной работы ток I_{c2} не выполняет.

Отдельный источник для питания экранирующей сетки ламп малой мощности не применяют. Напряжение E_{c2} получают от источника анодного питания. На рис. 8.21 представлены возможные варианты питания экранирующей сетки от анодной батареи: с помощью отвода от нужной части батареи, последовательного сопротивления, на котором гасится избыточная часть полного напряжения батареи ($I_{c2}R_{c2}$), и делителя, составленного из двух сопротивлений (R_1 и R_2). Первый способ имеет практические неудобства, второй выгоден для приемников с батарейным питанием, а третий наряду со вторым применяется для приемников с питанием от сети переменного тока через выпрямитель.

Между экранирующей сеткой и катодом должен включаться конденсатор $C_э$, создающий практически короткое замыкание этой сетки на катод для переменного тока частоты сигнала. Именно коротким замыканием на катод вторая сетка приобретает свойства экрана, ослабляющего обратное действие анодного напряжения на цепь первой сетки в соответствии с рис. 8.20,б. Но этого мало — при воздействии сигнала на поток электронов появляется переменный компонент не только в составе тока анода, но и в составе тока экранирующей сетки. Проходя через «гасящее» сопротивление R_{c2}, этот переменный ток создает на экранирующей сетке переменное напряжение частоты сигнала (создает уже не емкостным, а «электронным» путем). Переменное напряжение на экранирующей сетке оказывается в противофазе с напряжением на управляющей сетке и снижает усиление сигнала. Короткое замыкание переменного тока на катод через емкость $C_э$ устраняет и этот вредный эффект.

Емкость конденсатора $C_э$ должна удовлетворять неравенству $1/\omega C_э \ll R_{c2}$. Практически для сигналов радиочастоты емкость $C_э$ составляет тысячи или десятки тысяч пикофарад, а для сигналов звуковой частоты — микрофарады. Что же касается «гасящего» сопротивления R_{c2}, то оно вычисляется из соотношения

$$R_{c2} = \frac{E_а - E_{c2}}{I_{c2}},$$

где I_{c2} — постоянная составляющая экранного тока. Обычными для маломощных ламп оказываются сопротивления R_{c2} не менее ста килоом.

Второй недостаток триода («правое» расположение характеристик при большом μ) также устраняется в тетроде благодаря экранирующей сетке. Мы уже сказали, что общий коэффициент усиления лампы оказывается большим из-за малой проницаемости двух сеток для поля анода. Для экранирующей же сетки получается по отношению к катоду сквозь управляющую сетку значительно большая проницаемость, чем для анода, поэтому электронный поток в лампе определяется не столько влиянием анодного напряжения, сколько влиянием постоянного напряжения на экранирующей сетке. Эта сетка служит как бы «анодом», но таким, сквозь ко-

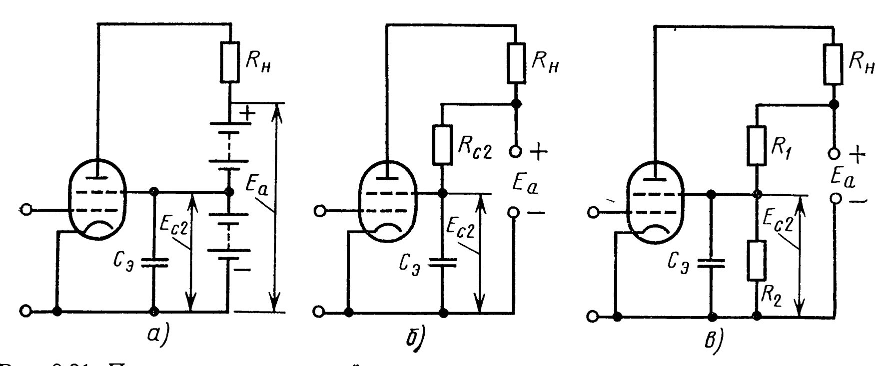
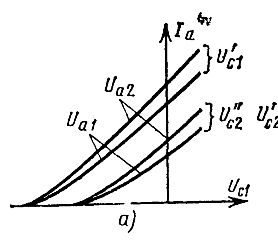


Рис. 8.21. Питание экранирующей сетки тетрода:
а — с отводом от анодной батареи; *б* — через гасящее сопротивление; *в* — с делителем напряжения

торый большая часть электронов пролетает и попадает на основной анод.

На рис. 8.22,*а* показаны две группы характеристик, соответствующих



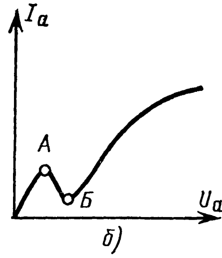


Рис. 8.22. Характеристики тетрода:
а — зависимость анодного тока от напряжения на управляющей сетке;
б — зависимость анодного тока от напряжения на аноде

двум значениям напряжения U_{c2}, но при одних и тех же (для обеих групп) анодных напряжениях. Эти группы сильно смещены одна относительно другой. В каждой группе — по две характеристики, снятые при разных значениях $U_а$. Мы видим, что влияние изменения $U_а$ незначительно; оно приводит лишь к небольшому «веерообразному» расхождению характеристик. Малое влияние изменений $U_а$ соответствует большому коэффициенту усиления лампы. Вместе с тем при правильном выборе U_{c2} семейство анодных характеристик по напряжению управляющей сетки может быть получено достаточно «левым» для нормальных значений $U_а$.

Простой тетрод тоже имеет недостаток, препятствующий широкому применению этого вида лампы. Если в процессе работы усилителя напряжение на аноде окажется меньше, чем на экранирующей сетке, то наблюдается резкое уменьшение анодного тока. Это явление называется **динатронным эффектом** и наглядно наблюдается на характеристике анодного тока по анодному напряжению (рис. 8.22,б): характеристика получает «провал» с двумя перегибами. На некотором падающем участке *АБ* этой характеристики рост анодного напряжения приводит к уменьшению анодного тока, что вызывает искажение усиливаемого сигнала.

В основе динатронного эффекта лежит вторичная электронная эмиссия с поверхности металла: при ударах достаточно быстрых электронов о поверхность металла часть энергии расходуется на нагревание металла, но некоторая ее часть передается непосредственно свободным электронам внутри металла, давая им возможность выхода во внешнее пространство. Это и есть **вторичная эмиссия** электронов. Один быстрый электрон может высвободить из металла несколько вторичных электронов.

Вторичная эмиссия может иметь место и на поверхности анода в триоде, но она здесь незаметна, так как медленные вторичные электроны не могут удалиться от анода и притягиваются им обратно (сколько электронов освобождается, столько же и возвращается). В тетроде же (см. рис. 8.22,*б*) при повышении анодного напряжения от нуля анодный ток сначала возрастает, так как при малой скорости первичные электроны не могут выбить вторичные. Далее с ростом анодного напряжения возникает вторичная эмиссия; число выбиваемых электронов больше, чем число первичных, и анодный ток уменьшается. Вторичные электроны притягиваются экранирующей сеткой, потенциал которой выше анодного, и ток в цепи экранирующей сетки возрастает. Далее с ростом анодного напряжения все большая и большая доля вторичных электронов возвращается к аноду; анодный ток возрастает. Более того, при значительных напряжениях на аноде ток анода дополнительно растет за счет притяжения вторичных электронов, выбиваемых из экранирующей сетки.

Как же устранить динатронный эффект в тетроде? Один из путей — лучевая конструкция тетрода (**лучевой тетрод**). В таком тетроде обе его сетки выполнены с одинаковым числом витков, а витки размещены строго в створе (один против другого). Благодаря этому электроны, приобретающие после фокусировки первой сеткой форму плоских лучей, пролетают сквозь вторую сетку, не ударяясь об ее витки. Тем самым уменьшается бесполезный ток в цепи экранирующей сетки. Анод этой лампы цилиндрической формы

имеет больший радиус, и его внутренняя поверхность удалена от плоских сторон экранирующей сетки, вследствие чего притяжение вторичных электронов к экранирующей сетке ослабляется. Чтобы электроны выходили лишь через плоские стороны сетки, т. е. по наиболее длинному пути до анода, в лампе помещены вертикальные металлические пластины *S*, соединенные с катодом, т. е. имеющие нулевой потенциал. Эти пластины отталкивают от себя электроны, содействуя образованию «лучей» веерной формы (рис. 8.23,*а*).

Если в лучевом тетроде напряжение экранирующей сетки выше анодного, то в промежутке между анодом и экранирующей сеткой первичные электроны тормозятся и образуется отрицательный объемный заряд. Он отталкивает вторичные электроны, выбиваемые из анода, и возвращает их обратно на анод. Значит, этот объемный заряд играет «защитную» роль. В обычном тетроде поток электронов рассеивается витками сеток и не может создать подобного объемного заряда.

На рис. 8.23,*б* приведены анодные характеристики лучевого тетрода. Благодаря описанной выше конструкции динатронные «провалы» совсем незначительны; рабочими участками являются пологие участки, начинающиеся здесь при малых анодных напряжениях. Применяются лучевые тетроды в выходных каскадах приемников и в передающих устройствах, в том числе достаточно большой мощности.

Существует и другой способ устранения динатронного эффекта: на пути электронов между экранирующей сеткой и анодом помещается третья сетка, обычно соединяемая с катодом, т. е. имеющая нулевой потенциал, который препятствует движению вторичных электронов от анода к экранирующей сетке. Третья сетка называется з а щ и т н о й или антидинатронной; лампа с пятью электродами получила название п е н т о д.

Достоинства пентода — малая проходная емкость, левое расположение сеточных характеристик анодного тока при невысоком анодном напряжении и устранение динатронного эффекта — обеспечивают ему очень широкое применение. Схема простейшего усилителя на пентоде показана на рис. 8.24. Типовые анодные характеристики пентода приведены на рис. 8.25,*а*.

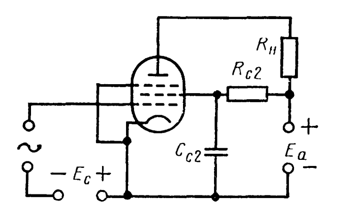
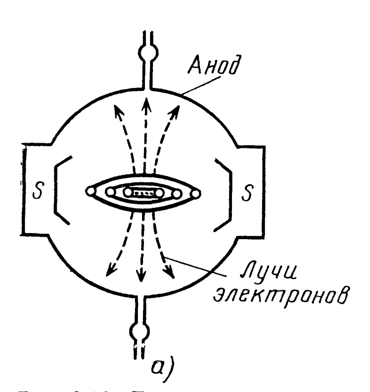
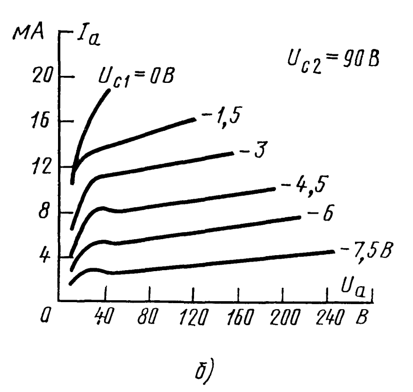
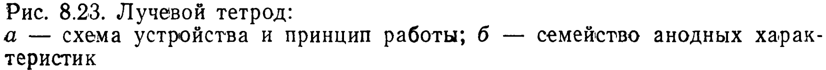


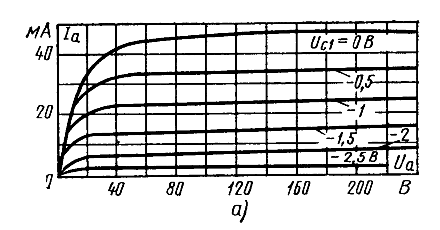
Рис. 8 24. Простейшая схема усилителя на пентоде

Наличие трех сеток делает коэффициент усиления пентодов очень большим (свыше тысячи). Следовательно, очень большим оказывается, и внутреннее сопротивление (сотни тысяч ом). Крутизна имеет значения приблизительно в тех же пределах, что и для триода (от 2 до 50 мСм в приемных лампах). У пентодов проходная емкость того же






Рис. 8.23. Лучевой тетрод:
а — схема устройства и принцип работы; *б* — семейство анодных характеристик



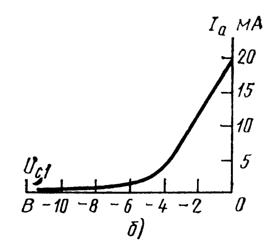


Рис. 8.25. Пентод с удлиненной характеристикой:
а — семейство анодных характеристик; *б* — анодно-сеточная характеристика

порядка, что и у тетродов, или еще меньше.

Большие значения внутреннего сопротивления пентодов свидетельствуют о том, что прирост анодного напряжения очень мало перемещает сеточную характеристику анодного тока. Вместе с тем при вычислении по формуле (8.18) коэффициента усиления лампы, нагруженной сопротивлением, можно пренебречь в знаменателе сопротивлением нагрузки $R_н$ по сравнению с очень большим сопротивлением R_i. Тогда получим

$$K \approx \mu \frac{R_н}{R_i} = SR_н. \qquad (8.21)$$

Для усиления важнейшим параметром пентода оказывается крутизна S. Разумеется, коэффициент усиления нагруженной лампы гораздо меньше, нежели ее статический коэффициент усиления ($K \ll \mu$).

Во многих усилителях слабых сигналов желательно получать возможность плавной регулировки коэффициента усиления K. Из формулы (8.21) очевидно, что достигнуть такой возможности можно плавным изменением крутизны S того участка характеристики анодного тока по сеточному напряжению, где находится рабочая точка. Это достигается устройством управляющей сетки с переменным шагом намотки. При такой сетке отрицательное смещающее напряжение, достаточное для запирания электронного потока сквозь частые витки, оказывается недостаточным для редких витков, и характеристика получает удлиненный «хвост» (рис. 8.25,*б*), на который и следует перемещать рабочую точку при приеме сильных сигналов. Обычно в приемниках такое перемещение осуществляется автоматически.

Основные направления работ по усовершенствованию приемно-усилительных ламп относятся в первую очередь к пентодам как к наиболее массовому виду этих ламп. Работы ведутся по повышению крутизны S, по увеличению прочности (например, виброустойчивости) пентодов и по улучшению других показателей, в том числе долговечности.

Замена сеток, навитых в виде спирали, рамочными сетками из туго натянутых тончайших проволок позволила уменьшить расстояние между катодом и сеткой и тем самым повысить крутизну (например, до 30 мСм в пентодах типа 6Ж23П). Другой способ повышения крутизны — введение дополнительной (четвертой) сетки между катодом и управляющей сеткой. Такая катодная сетка получает относительно катода небольшое положительное напряжение, вследствие чего электронное облако перемещается ближе к управляющей (второй) сетке, что приводит к увеличению крутизны. Пентод типа 6Ж22П с катодной сеткой, например, имеет крутизну 23 мСм. Третий путь получения большой крутизны — использование вторичной эмиссии электронов, которую мы до сих пор считали бесполезным (или даже вредным) явлением. В баллоне тетрода или пентода дополнительно размещается «динод» (электрод вторичной эмиссии), несущий положительное напряжение, меньшее, чем на аноде. Электроны, летящие с катода сквозь все сетки, ударяются о поверхность динода, специально обработанную; они выбивают здесь вторичные электроны, число которых больше, чем число первичных. Вторичные электроны летят к аноду, увеличивая его ток и тем самым повышая крутизну (примерно до 30 мСм в лампе типа 6В1П). Естественно, что число ламп с большой крутизной в усилителе уменьшается (при одном и

том же общем коэффициенте усиления) по сравнению с числом ламп, имеющих малую крутизну.

Для сокращения числа ламп в аппаратуре и упрощения монтажа выпускают комбинированные лампы, которые содержат в одном баллоне по две (или больше) системы электродов. Таковы, например, двойные диоды, двойные триоды, диод-триоды, диод-пентоды, триод-пентоды. В них каждая система электродов имеет соответствующие характеристики и выполняет свои функции.

В заключение параграфа следует упомянуть также о специальных видах приборов для преобразования частоты в супергетеродинных приемниках. Это — лампы двойного управления электронным потоком; на пути электронов от катода к аноду в них имеются по две управляющие сетки. На одну из управляющих сеток воздействует напряжение сигнала высокой частоты, а на другую — напряжение колебаний собственного генератора (гетеродина). При таком совместном управлении электронным потоком в цепи анода может быть выделено колебание, частота которого равна разности частот сигнала и гетеродина. В этом и состоит процесс преобразования частоты. Гетеродин требует для своего выполнения отдельной лампы (обычно триода). Но возможно размещение электродов лампы гетеродина и в одном баллоне с лампой двойного управления.

В частности, лампой с двойным управлением является гептод — лампа с семью электродами (например, 6А2П). Она имеет пять сеток: две — управляющие, две — экранирующие, одна — защитная. Если в том же баллоне лампы размещен и триод для выполнения гетеродина, то такая комбинированная лампа называется триод-гептод (например, 6И1П).

Процессы преобразования частоты и работа преобразовательных ламп будут описаны в дальнейших главах.

8.6. ПРОВОДИМОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Полупроводящий материал (полупроводник) обладает замечательными свойствами, позволяющими создать разнообразные приборы для решения важных задач в области выпрямителей, усилительной, фотоэлектрической, термоэлектрической техники и во многих других технических областях.

Наибольший интерес для практики представляют полупроводниковые диоды и триоды, которые выполняют в приемной и усилительной аппаратуре малой и средней мощности те же функции, что и электронные лампы Важнейшие преимущества полупроводниковых приборов — отсутствие нагретого катода (т. е. расхода энергии на накал), малые размеры и масса, высокая прочность, долговечность (десятки тысяч часов), низкие питающие напряжения (для приемников обычно 6—12 В) и высокая отдача полезной мощности. Среди особенностей, отличающих их от ламп, следует указать: сравнительно низкие входные сопротивления, больший разброс параметров в однотипных приборах, влияние температуры на показатели работы приборов и ухудшение показателей с ростом частоты. С каждым годом, однако, полупроводниковые приборы совершенствуются и качество их улучшается

Не рассматривая всех областей радиоэлектроники, скажем, что радиовещательная приемная аппаратура и телевизоры все шире и шире выполняются с применением полупроводниковых приборов.

Если описание электронных ламп мы начали с рассказа о токе в вакууме, то знакомство с полупроводниковыми приборами необходимо начать с физических представлений о токе в твердом теле.

Современная физика, изучающая явления в микромире, установила, что любые значения энергии могут иметь только изолированные частицы. Если электрон входит в состав атома, он уже может обладать только некоторыми определенными дискретными уровнями энергии. Чем ближе к ядру располагается траектория электрона, тем меньше уровень его энергии. Она может измениться только на определенное значение при переходе на другую орбиту.

Если сообщить электрону некоторую порцию энергии, он перейдет на более удаленную от ядра орбиту, где будет сохранять присущую ей энергию. Если сообщить электрону еще большую порцию энергии (например, путем нагрева вещества или облучения атома мощным источником электромагнитного излучения), он может преодолеть притяжение ядра и покинуть атом, перейдя в свободное состояние. В последнем случае часто говорят, что электрон из

связанного состояния переходит в **зону проводимости**.

На внешних оболочках атомов находятся наиболее слабо связанные с ядром электроны, которые легче других переходят к другим атомам, определяя этим способность атома вступать в химические реакции. Число таких электронов определяет валентность атома, поэтому их и занимаемые ими энергетические уровни называют валентными. Схематически расположение этих уровней энергии электронов показано на рис. 8.26. Разность уровней наиболее

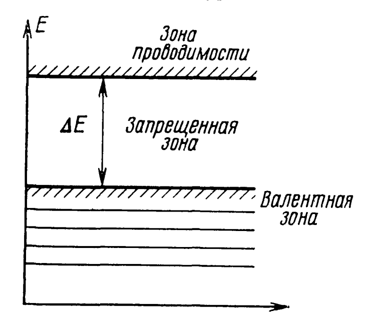


Рис. 8.26. Энергетические уровни электронов

энергичного валентного электрона и электрона, покидающего атом ΔE, образует так называемую **запрещенную энергетическую зону**, так как в атоме нет электронов, которые бы обладали энергиями в этом интервале. Иными словами, для того чтобы валентный электрон мог покинуть атом и перейти в зону проводимости, ему нужно сообщить порцию энергии E, превышающую ширину запрещенной зоны ΔE.

Набор дискретных уровней энергий в атомах определяется взаимодействием электронов с ядром изолированного атома. Если же он сам входит в состав кристаллической решетки твердого тела, то атом и все образующие его микрочастицы испытывают взаимодействие с большим ансамблем окружающих их частиц. Каждое из этих взаимодействий приводит к образованию новых разрешенных уровней энергии. Число возможных энергетических состояний у каждой частицы многократно возрастает. Практически сливаясь, энергетические уровни образуют сплошные **зоны**. Качественно их можно разделить так же, как и в атоме, на **валентную**, **запрещенную** и **зону проводимости**.

У металлов запрещенная зона столь мала, что даже при нормальной температуре электроны способны переходить в зону проводимости. Под действием электрического поля они могут начать упорядоченное движение, которое определяет электропроводность металлов.

У диэлектриков удерживающее действие ядер столь значительно, что запрещенная зона очень велика. Это и определяет отсутствие у них в нормальных условиях электропроводности. Лишь получив большую порцию энергии, электроны диэлектрика могут создать в нем электронный поток, что, например, наблюдается при «пробое» изоляторов, возникающем под действием высокого напряжения.

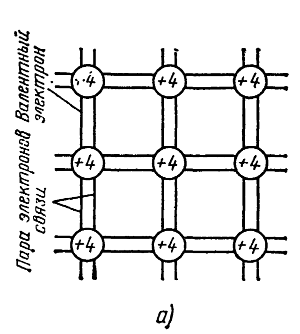
У класса веществ, называемых **полупроводниками**, энергетическое строение тоже характеризуется **наличием запрещенной зоны**, однако ширина этой зоны ΔE меньше, чем у диэлектриков, — всего до одного электрон-вольта. Даже при комнатной температуре (~300° абсолютной шкалы) некоторая часть электронов переходит в зону проводимости, и через полупроводник может проходить ток. В случае потери энергии (например, при охлаждении) электрон может перейти в валентную зону и перестать участвовать в токе проводимости вещества. Значит, проводимость полупроводника уменьшается (сопротивление растет) с уменьшением температуры; этим полупроводник отличается от металла.

В технологии радиотехнических полупроводниковых приборов основными материалами служат германий Ge, кремний Si, арсенид галия GaAs, хотя применяются и другие материалы.

Германий — элемент четвертой группы в системе Менделеева; он имеет четыре валентных электрона в атоме. Остальные 28 электронов атома германия прочно связаны с ядром. Строение германия (и кремния) кристаллическое: атомы расположены по вершинам правильных геометрических фигур и образуют кристаллическую решетку. Условно решетка кристалла германия изображена на рис. 8.27,*а*, атомы представлены кружками и помечены цифрой валентности (+4). Валентные же электроны показаны в виде линий связи с соседними атомами. Связь между каждыми двумя атомами осуществляется парой «ковалентных» электронов — по одному от того и другого атома. Физически ковалентную связь можно в данном случае представить как вращение электронов по оболочкам, общим для

двух атомов. Рассматриваемое строение решетки с наличием всех связей между атомами относится к «чистому» германию (не содержащему примесей), находящемуся при температуре 0° абсолютной шкалы.

ние дырок, назовем электронами замещения. При наличии внешнего напряжения дырки будут перемещаться (как положительные заряды) в направлении линий электрического поля — от положительного зажима источника



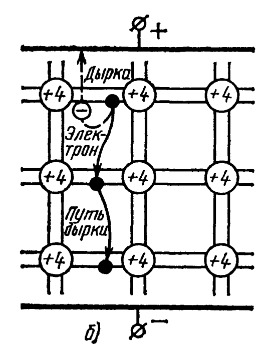


Рис. 8.27. Кристаллическая решетка германия (*а*) и дырочный ток в ней (*б*)

Разрывы электронных связей в кристалле возможны. Одна из причин нарушения связей — нагревание полупроводника, усиливающее колебания атомов около положений равновесия в решетке. Получив порцию энергии, электрон может преодолеть силы связи с атомами и начать хаотическое движение внутри кристаллической решетки. Этот электрон следует называть электроном электропроводности (в отличие от свободного электрона в вакууме). Если к кристаллу приложить внешнее напряжение, то электроны электропроводности приобретут составляющую скорости навстречу линиям электрического поля и создадут ток в полупроводнике и источнике напряжения. Это будет собственная электропроводность полупроводника за счет электронов.

Но при нарушении валентной связи и отрыве электрона в атоме остается незаполненная орбита, а сам атом приобретает положительный заряд, равный по абсолютному значению заряду электрона. Положительный заряд, получившийся благодаря отсутствию электрона, принято называть дыркой. Такое состояние атома неустойчиво: на место дырки может перейти электрон соседнего атома, и дырка окажется заполненной, т. е. положительный заряд будет компенсирован. Но в соседнем атоме на месте ушедшего электрона снова образуется дырка; значит, она способна перемещаться как положительный заряд. Электроны, идущие на заполнение дырок, назовем

к отрицательному. Такое перемещение является дырочным током. На рис. 8.27,б показаны перемещения дырки, состоящие в поочередных разрывах электронных связей между атомами.

Ток через полупроводник (показания прибора во внешней цепи) равен сумме электронного и дырочного токов. Именно в этом состоит главное отличие тока в полупроводнике от чисто электронного тока в вакууме, а значит, и отличие полупроводниковых приборов от электронных ламп. Но не следует забывать двух обстоятельств: во-первых, по существу оба тока в полупроводнике физически являются электронными, так как дырочный ток есть так же движение электронов замещения и в ту же сторону, как и электронов электропроводности; во-вторых, дырки обладают меньшей подвижностью, так как перемещаются от атома к атому, а не прямо между зажимами источника, и в общей сумме дырочный ток составляет меньшую долю, чем электронный.

Число электронов в чистом полупроводнике равно числу дырок; наряду с возникновением пар носителей зарядов (т. е. электронов и дырок) происходит и их рекомбинация в нейтральные атомы. Следовательно, и концентрация носителей зарядов, т. е. их количество в 1 см^3, для электронов и дырок одинаковы: $n_i = p_i$. Здесь n — концентрация электронов, т. е. отрицательных (negative) носите-

лей, а p — концентрация дырок, т. е. положительных (positive) носителей. Индекс i означает, что речь идет об идеальном (чистом) полупроводниковом материале. Для германия, например, при комнатной температуре $n_i = p_i = 10^{13}$ см$^{-3}$ (т. е. в кубическом сантиметре).

Таковы свойства собственной электропроводности чистых полупроводников. В общем их проводимость мала. Для увеличения тока в чистый полупроводник вводятся примеси. Атомы примесей замещают в кристаллической решетке некоторую (малую) часть атомов основного кристалла («монокристалла») и существенно изменяют его свойства.

Если в качестве примеси ввести пятивалентный элемент (мышьяк, сурьма, фосфор), то четыре электрона примесного атома войдут в парные электронные связи с четырьмя атомами четырехвалентного германия (или кремния); пятый же электрон окажется избыточным (рис. 8.28,*а*). Этот электрон легко отделяется от своего атома и становится электроном электропроводности полупроводника, тогда как атом примеси оказывается положительным ионом. Значит, пятивалентная примесь резко повышает концентрацию n электронов, поэтому примесь называется *донорной* (дающей электроны), а сам полупроводник становится «*электронным*», или полупроводником n-типа. В таком полупроводнике электроны являются *основными носителями зарядов*, а дырки — *неосновными*. Концентрация дырок p уменьшается во столько раз, во сколько возрастает концентрация электронов n, так что

$$np = n_i^2 = p_i^2. \qquad (8.22)$$

Уменьшение числа дырок объясняется тем, что с ростом числа электронов возрастает и число рекомбинаций их с дырками, которые не имеют пополнения.

В случае введения в германий (или кремний) трехвалентного элемента (индий, алюминий, галлий, бор) свойства монокристалла изменяются в иную сторону. Атом примеси своими тремя валентными электронами войдет в парные электронные связи с тремя атомами германия. Для четвертой связи недостает электрона. Тогда разрывается одна из валентных связей атома германия и заполняет все связи атома примеси; атом примеси становится отрицательным ионом, а в германии образуется дырка (рис. 8.28,*б*). Значит, трехвалентная примесь повышает концентрацию дырок p, поэтому называется *акцепторной* (отнимающей электроны); сам полупроводник становится «дырочным», или *полупроводником p-типа*. В нем *основными носителями* заряда являются *дырки*, а *неосновными* — *электроны*. Концентрация электронов n уменьшается во столько раз, во сколько возрастает концентрация дырок, так что формула (8.22) остается справедливой. Заметим, что число атомов примеси должно быть в миллиарды раз меньше числа основных атомов. Получение сверхчистых полупроводников и дозированное введение примесей — серьезная технологическая задача.

Если к куску полупроводника n-типа приложить внешнее напряжение, то электроны будут двигаться к положительному зажиму и создадут ток во внешней цепи: будет и ток неосновных носителей (дырочный), но столь малый, что по сравнению с электронным

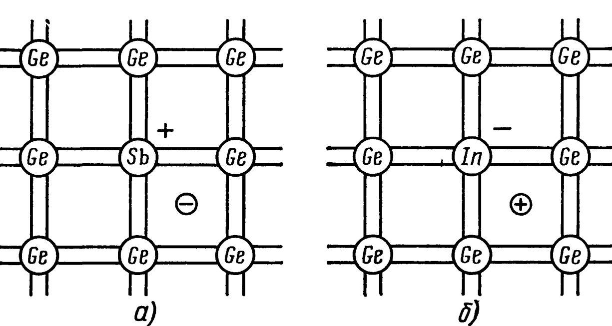


Рис. 8.28. Кристаллы Ge с примесями:
а — донорной (сурьма Sb); *б* — акцепторной (индий In)

током им можно пренебречь. В куске полупроводника p-типа дырки направляются к отрицательному зажиму и здесь заполняются электронами. Направление тока во внешней цепи остается тем же, что и для n-типа. Током неосновных носителей (электронов) здесь тоже можно пренебречь.

8.7. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

В одном монокристаллическом куске полупроводника введением соответствующих примесей можно создать две области — электронную и дырочную. Слой на границе этих областей называется **электронно-дырочным переходом** (короче, p—n переходом); такие переходы являются основой для создания любых видов полупроводниковых приборов.

Рассмотрим электрическое состояние перехода при отсутствии внешнего напряжения. Допустим, что в кристалле имелась резкая граница между областями электронной n и дырочной p проводимостей (рис. 8.29,*а*). Предположим, что концентрация электронов в левой области (с донорными примесями) и дырок — в правой (с акцепторными примесями) одинаковы ($n_д = n_а$, рис. 8.29,*б* и *в*). Электроны, имеющиеся в избытке в n-области, проникают (диффундируют) в p-область, где электронная концентрация мала. Перенос отрицательных зарядов слева направо приводит к тому, что дырочная область заряжается отрицательно, а электронная — положительно. В результате этого электростатический потенциал электронной области становится более положительным, чем потенциал дырочной области (рис. 8.29,*г*). Если нарастающий отрицательный потенциал φ представить в виде горки, препятствующей движению электронов (потенциальный барьер), то легко понять, что приток электронов из левой области в правую прекратится и ток будет равен нулю. Разность потенциалов двух областей можно назвать **контактной** разностью потенциалов; она создает электрическое поле на границе.

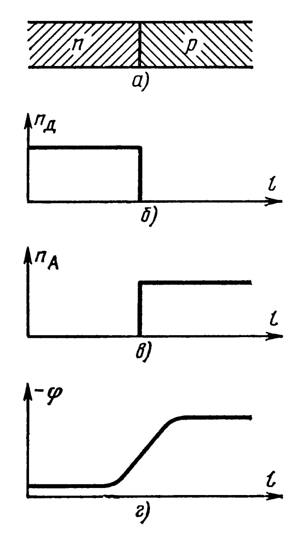


Рис. 8.29. Потенциальный барьер перехода

При установившейся разности потенциалов движение электронов все же не прекращается полностью. Через барьер проходят электроны, имеющие достаточную для этого энергию. Но под действием электрического поля в контакте из правой области в левую могут беспрепятственно переходить любые свободные электроны, имеющиеся в малых количествах в дырочной области. Число их равно числу электронов, проникающих через барьер слева направо, т. е. ток электропроводности компенсируется током диффузии. Это — состояние равновесия.

Мы рассуждали о перемещениях электронов. Но то же можно сказать и о дырках, которые имеются в избытке в p-области и диффундируют в n-область. Заряды дырок положительны, и поле, возникающее благодаря их диффузии справа налево, имеет то же направление, что и поле, созданное диффузией электронов слева направо. При равновесном состоянии диффузионный ток дырок уравновешивается дырочным током электропроводности, направленным обратно.

Вблизи от контакта двух областей слева имеется относительный недостаток электронов, а справа — относительный недостаток дырок. Значит, на переходе концентрация носителей зарядов оказывается пониженной («обедненный» слой), а сопротивление полупроводника повышенным («запирающий» слой).

Равновесное состояние перехода и соответствующий ему потенциальный барьер представлены на рис. 8.30 в

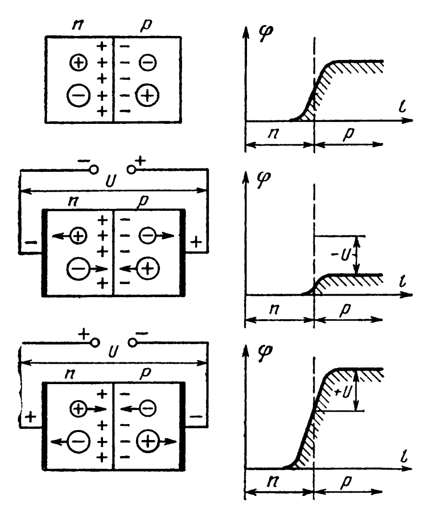


Рис. 8.30. Объяснение механизма прохождения тока в электронно-дырочном переходе

верхнем ряду; основные носители обведены большими кружками, а неосновные — малыми. Пусть на полупроводники типов *n* и *p* наложены с внешних сторон металлические электроды, контакт которых с полупроводником обладает очень малым сопротивлением. Присоединим к электроду полупроводника типа *p* положительный, а к электроду полупроводника типа *n* отрицательный полюс внешней батареи (рис. 8.30, средний ряд). При этом через *p—n* переход потечет ток; такой ток будет и во внешней цепи. Из рисунка видно, что в этом случае внешнее электрическое поле противоположно тому полю, которое имеется в переходном слое. Иначе говоря, скачок потенциала *p—n* перехода окажется в той или иной мере скомпенсированным за счет действия внешнего поля.

Основные носители тока каждого из полупроводников (большие кружки), двигаясь навстречу друг другу под действием внешнего поля, смогут преодолеть оставшийся скачок потенциала (потенциальный барьер) и проскочить через него. С увеличением напряжения будет возрастать число основных носителей, переходящих границу, а значит, и ток в цепи.

Изменим полярность электродов на обратную, переключив источник тока (рис. 8.30, нижний ряд). Тогда к переходу устремятся с каждой стороны неосновные носители тока (малые кружки). Эти носители могут переходить границу даже без внешнего поля, так как разность потенциалов для них «попутна». Однако неосновных носителей мало, а потому ток, создаваемый ими, незначителен. Для основных же носителей внешнее поле является как бы дополнительным к потенциальному барьеру.

Итак, сопротивление *p — n* перехода зависит от направления тока: при полярности, обеспечивающей движение основных носителей через границу, сопротивление мало и убывает с ростом напряжения; при обратной же полярности сопротивление велико и незначительно зависит от приложенного напряжения. Такое свойство *p—n* перехода обеспечивает возможности создания различных технических устройств и в первую очередь выпрямителей. Устройства, создаваемые на основе кристаллов германия или кремния, будем называть полупроводниковыми (кристаллическими) диодами.

Германиевые диоды широко применяют в выпрямителях переменного тока для питания радиоаппаратуры. Такие выпрямители по габаритам и КПД имеют преимущества по сравнению не только с кенотронными, но и со старыми типами полупроводниковых выпрямителей (меднозакисными, селеновыми). Основным типом выпрямительного германиевого диода является так называемый плоскостной (сплавной) диод.

На рис. 8.31,*a* схематически представлено устройство плоскостного германиевого диода. Основу его составляет кристалл германия, который после внесения примеси сурьмы или мышьяка приобрел электронную проводимость (*n*-германий). С одной стороны, кристалл сплавляется с оловянным электродом-держателем, который дает плотный контакт и позволяет подключить зажим внешней цепи. С другой стороны, на кристалл наплавляется кусок индия (при температуре около 500° С). Атомы индия проникают (диффундируют) в кристалл, образуя в нем после охлаждения слой с дырочной проводимостью (*p*-германий). Следовательно, между поверхностным слоем *p*-германия и остальной массой *n*-германия образуется выпрямляющий *p—n* переход. Второй зажим цепи припаивается к индию. Название «плоскостной» диод возникло из-за относительно большой плоскости *p—n* перехода, а название «сплавной» — благодаря спла-

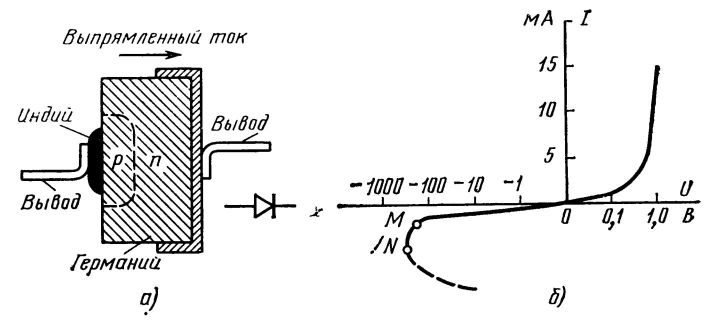


Рис. 8.31. Плоскостной германиевый диод:
а — устройство и обозначение в схемах; *б* — статическая характеристика

ву индия с германием. На том же рисунке дается изображение диода на схемах.

На рис. 8.31,*б* показана характеристика плоскостного германиевого диода (для наглядности масштаб оси напряжений непостоянен). Рассматривая эту статическую вольт-амперную характеристику диода, можно отметить следующие его свойства. В области положительных напряжений (т. е. в «пропускном» направлении) ток возникает при очень малых напряжениях (около 0,1 В) и резко нарастает. Следовательно, крутизна характеристики велика и превосходит возможную крутизну вакуумных диодов. Иначе говоря, сопротивление полупроводникового диода незначительно (в том числе и сопротивление выпрямленному току в положительной области), а потому КПД выпрямителя получается высоким (до 97—99%). В области отрицательных напряжений полупроводниковый диод в отличие от вакуумного все же пропускает небольшой ток (это ток неосновных носителей). Таким образом, в целом характеристика резко нелинейна, так как в отрицательной области сопротивление гораздо больше, чем в положительной.

Если обратное напряжение достигнет больших значений (для диода на рис. 8.31 около 100 В), то граничный (запирающий) слой *p—n* перехода пробьется и обратный ток возрастет. Сопротивление слоя уменьшится настолько, что при росте тока падение напряжения будет оставаться неизменным, а затем начнет уменьшаться (штриховой линией отмечен «падающий» участок характеристики). В условиях эксплуатации обратный ток не должен превышать значения, обеспечивающего отсутствие перегрева электронно-дырочного перехода. Рост тока на участке *MN* еще не выводит диод из строя.

Исходя из этих свойств можно установить следующие эксплуатационные параметры полупроводникового диода плоскостного типа: наибольший выпрямленный ток, не вызывающий порчи (перегрева) диода при длительном прохождении; наибольшая амплитуда обратного напряжения, не вызывающая необратимого пробоя при длительной эксплуатации; падение постоянного напряжения на диоде при наибольшем выпрямленном токе (выгодны диоды с малым падением напряжения); обратный ток при допустимом обратном напряжении (этот ток желательно иметь малым в интересах выпрямительных свойств).

Плоскостные диоды выпускают также на основе полупроводниковых кристаллов кремния. Кремниевые диоды работают успешно в более широком диапазоне температур, нежели германиевые. Полупроводниковый диод характеризуется своей емкостью. Она может приближенно рассматриваться как емкость плоского конденсатора, в котором обедненный слой является диэлектриком, а токопроводящие границы электронной и дырочной областей — пластинами. С увеличением обратного напряжения обедненный (запирающий) слой расширяется и емкость диода уменьшается (как бы раздвигаются пластины конденсатора). Емкость диода для его работы в качестве выпрямителя в принципе вредна, так как она пропускает переменный ток в нагрузку. Но зависимость емкости от приложенного напряжения (рис. 8.32) представляет большой практический интерес в ряде применений. Например, будучи включенным в состав колебательного

контура, такой диод с переменной емкостью (**варикап** или **варактор**) позволяет плавно перестраивать контур электрическим воздействием, без участия конденсатора с механически вра-

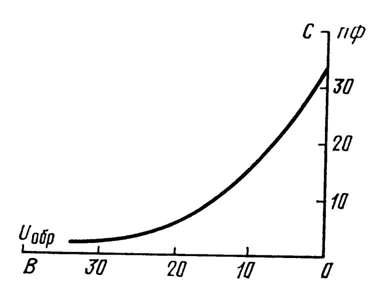


Рис. 8.32. Зависимость емкости диода от обратного напряжения

щающимися пластинами. Подобный диод составляет существенную деталь современного параметрического усилителя.

В качестве нелинейных (выпрямляющих) элементов для колебаний радиочастоты (детектирование, преобразование частоты) применяются полупроводниковые диоды с малой емкостью, называемые **точечными диодами**. Такие диоды могут быть либо германиевыми, либо кремниевыми. В них площадь *p—n* перехода измеряется квадратными микронами.

На рис. 8.33 дается схематическое изображение точечного диода. Вольфрамовая проволочка с заостренным концом опирается на поверхность полупроводника типа *n*, у которого близ точки контакта с вольфрамом путем обработки создана область *p*. Следовательно, и здесь имеется *p—n* переход. Нижняя поверхность кристалла полупроводника спаяна с металлом токоснимателя.

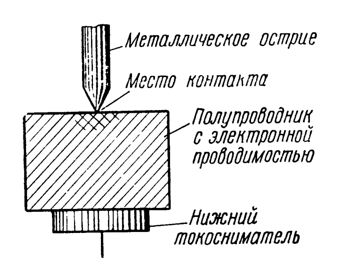


Рис. 8.33. Схема устройства точечного полупроводникового диода

Первое практическое применение полупроводниковые диоды нашли в схемах выпрямительных устройств, предназначенных для питания аппаратуры постоянным током. На рис. 8.34,*а* изображена схема простейшего выпрямителя, предназначенного для питания радиоустройств постоянным током. Действие выпрямителя основано на использовании односторонней проводимости диода.

Напряжение со вторичной обмотки трансформатора подается на диод, в цепи которого проходит ток, имеющий импульсный характер (рис. 8.34,*б*). В эту цепь включаются параллельно соединенные резистор и конденсатор большой емкости. Постоянная составляющая тока диода, проходя через резистор, создает на нем постоянную разность потенциалов с полярностью, указанной на рисунке. Эта разность потенциалов будет действительно постоянной, если конденсатор будет представлять для переменных составляющих тока практически короткое замыкание.

Необходимо заметить, что выпрямленное напряжение действует между электродами диода (рис. 8.34,*б*), поэтому во время отрицательного полупериода переменного напряжения обратное

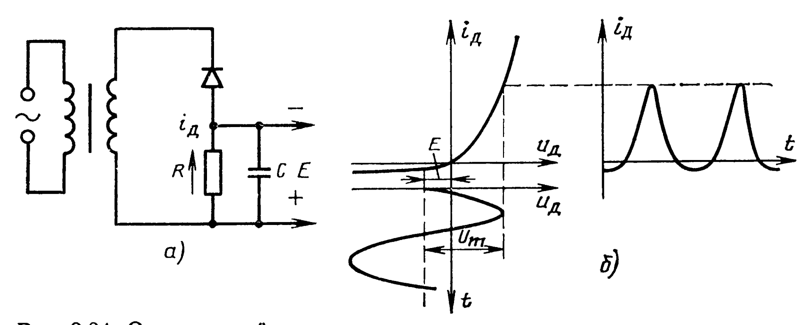


Рис. 8.34. Однотактный выпрямитель:
а — схема; *б* — ток и напряжения в цепи диода

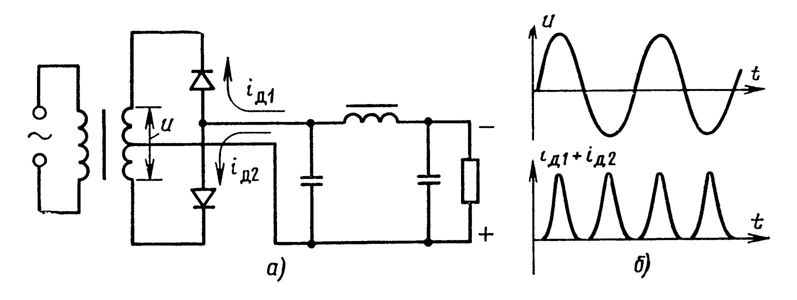


Рис. 8.35. Двухполупериодный выпрямитель:
а — схема; *б* — токи и напряжения в цепи

напряжение достигает максимума $u_{обр\ макс}=E+U_m$. Необходимо, чтобы это значение не превышало допустимого.

Отметим также, что импульсы тока диода имеют длительность меньше половины периода (если пренебречь малым обратным током диода). Ток протекает только, когда напряжение на диоде становится положительным. Поэтому такой выпрямитель называют однополупериодным.

С помощью двух диодов можно создать более совершенный, так называемый двухполупериодный выпрямитель (рис. 8.35). В нем диоды открываются поочередно благодаря тому, что два одноименных электрода диодов подключены к противоположным концам вторичной обмотки трансформатора, а два других — к средней точке. В общей же нагрузке токи диодов имеют одинаковые направления.

Увеличение в два раза частоты следования импульсов облегчает построение фильтра На схеме показан более совершенный, чем в первой схеме, сглаживающий фильтр, состоящий из двух конденсаторов и дросселя.

Недостатком полупроводниковых диодов является их относительная низковольтность. Для преодоления ее используют последовательное включение диодов или использование более сложных схем выпрямителей.

Наиболее широкое применение на практике находят выпрямительные мосты (рис. 8.36). В полупериоды, когда на зажимах *1* трансформатора напряжение положительно, ток проходит через диоды $Д_1$ и $Д_3$; при обратной полярности — через диоды $Д_2$ и $Д_4$. В обоих случаях токи обтекают нагрузку в одном направлении. Если фильтр начинается с конденсатора, диоды открыты менее половины периода, поскольку в начале напряжение на них нарастает от нуля, а на конденсаторе действует максимальное напряжение, накопленное в предыдущем полупериоде, которое приложено к диодам во встречном направлении.

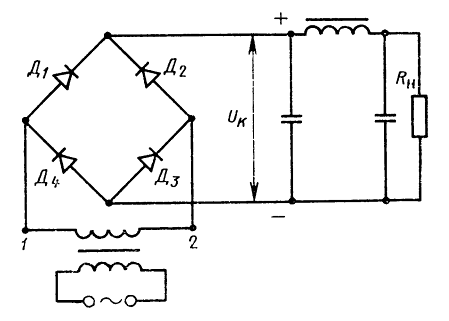


Рис. 8.36. Мостовая схема выпрямителя

При работе на фильтр, начинающийся с конденсатора, на диоды действует обратное напряжение, поскольку напряжение на конденсаторе действует последовательно с напряжением трансформатора и напряжением на диодах. Если это напряжение превышает допустимое для выбранного типа диода, нужно включить последовательно достаточное число диодов в каждое плечо моста. Для равномерного распределения обратного напряжения между диодами, параметры которых всегда имеют некоторый разброс, их шунтируют резисторами. Если требуется получить повышенные значения токов, используют параллельное включение диодов; для выравнивания токовой нагрузки на них последовательно с каждым включают резистор.

8.8. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ (ТРАНЗИСТОРЫ)

Транзисторы были разработаны в 50-е годы XX века.

Основу конструкции транзистора составляет кристалл германия (или кремния). В этом кристалле известными нам способами созданы два *p—n* перехода (а не один, как в диоде). По существу здесь имеем как бы встречное включение двух диодов. В кристалле на рис. 8.37,*а* мы видим три области; левую электронную (область *n*), которую назовем э м и т т е р о м электронов, центральную дырочную (область *p*), называемую б а з о й, и правую электронную (область *n*), которую будем именовать к о л л е к т о р о м электронов. Такая последовательность областей дает транзистору название «тип *n—p—n*».

На рис. 8.37,*б* изображена другая последовательность областей, имеющая широкое распространение и дающая транзистору название «тип *p—n—p*». В ней основным процессом оказывается движение дырок.

Дозировкой примесей достигают того, чтобы эмиттерная область кристалла обладала наивысшей концентрацией своих носителей зарядов, так как эмиттер служит источником носителей (аналогично катоду электронной лампы). Меньшую концентрацию имеет коллекторная область, которая получает, так сказать, «чужие» носители (подобно аноду лампы). У области базы самая низкая концентрация своих основных носителей, она управляет движением «чужих» носителей (аналогично сетке электронной лампы). Ко всем трем областям транзистора присоединены металлические токосниматели, и эти три вывода позволили назвать транзистор «п о л у п р о в о д н и к о в ы м т р и о д о м».

Включим между выводами транзистора источники постоянного напряжения в цепях эмиттер — база $U_{ЭБ}$ и коллектор — база $U_{КБ}$, соблюдая следующее правило: небольшое напряжение эмиттер — база (доли вольта в приборах малой мощности) должно быть д л я п е р е х о д а э м и т т е р — б а з а п р о п у с к н ы м; напряжение коллектор — база (целые вольты, иногда десятки вольт) д л я п е р е х о д а к о л л е к т о р — б а з а должно быть з а п и р а ю щ и м (обратным). На рис. 8.37,*в* показаны источники питания транзистора *p—n—p*. К его коллектору батарея подключена минусом, а к эмиттеру — плюсом, так что ток (движение положительных зарядов) направляется из эмиттера в базу. Именно это движение указывается стрелкой эмиттера в схематическом изображении триода *p—n—p*, как показано на том же рисунке. На рис 8.37,*г* мы видим источники питания транзистора *n—p—n*; они включены с соблюдением тех же требований для переходов, т. е. цепь коллектора включена здесь на плюс батареи. Ток направляется (навстречу электронам) от базы к эмиттеру, и об-

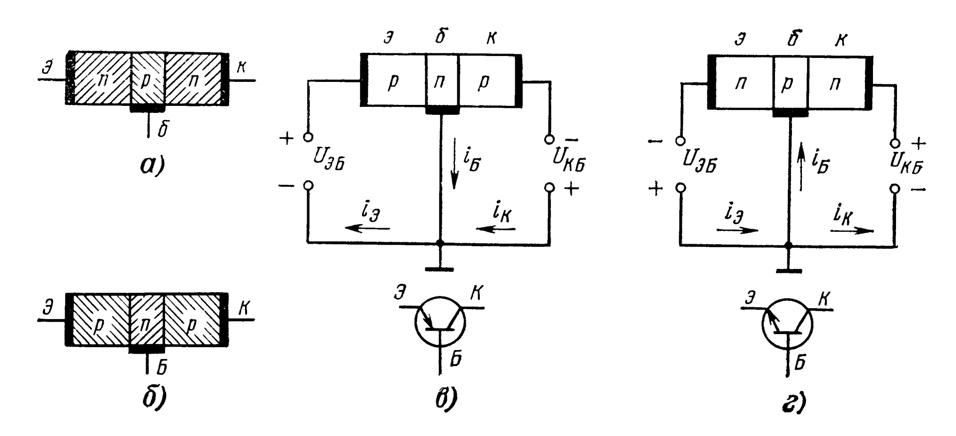


Рис. 8.37. Транзисторы:
а — тип *n—p—n*; *б* — тип *p—n—p*; *в* — питание транзистора *p—n—p* и его схематическое изображение; *г* — питание транзистора *n—p—n* и его схематическое изображение

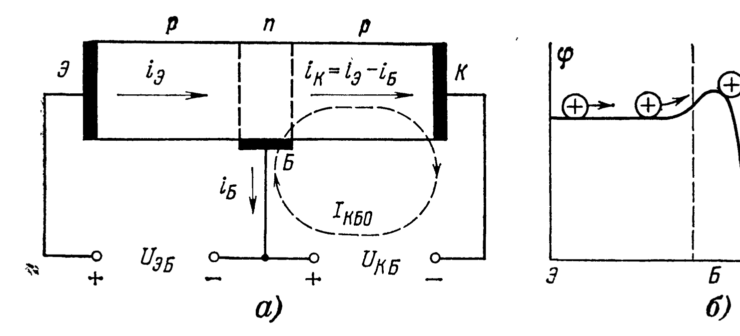


Рис. 8.38. Процессы в транзисторе *p—n—p*: *а* — токи; *б* — движение дырок

ратное направление стрелки эмиттера позволяет отличать на схемах триод *n—p—n* от триода *p—n—p*.

В транзисторах *p—n—p*-типа основными носителями зарядов являются дырки, которые имеют меньшую подвижность, чем электроны. Для техники сверхвысоких частот перспективнее тип *n—p—n*. Вообще же транзистор более инерционен, чем электронная лампа, так как в твердом теле диффузное движение электронов не достигает тех скоростей, которые имеют электроны в вакууме. Кроме того, *p—n* переходы шунтируются для сверхвысоких частот своими емкостями. В результате транзисторы используют в приборах, работающих в диапазоне дециметровых и тем более сантиметровых волн с отставанием от чисто электронных приборов.

Вернемся к схеме на рис. 8.37,*в* и рассмотрим направления и соотношения токов в ее соединительных проводах. Дырки левой области *p*, отталкиваемые положительным напряжением $U_{ЭБ}$, диффундируют к левому переходу и движутся в область *n* базы через низкий потенциальный барьер (пропускное направление). Здесь дырки частично рекомбинируют с электронами базы. Однако область базы выполняется весьма тонкой (малые доли миллиметра, и это очень важно!), и потому подавляющая доля дырок (до 99%) в результате диффузии достигает правого перехода. Сквозь правый переход дырки (как неосновные в этом случае носители зарядов) проходят свободно и, совершая диффузию в правой области *p*, притягиваются отрицательным напряжением $U_{КБ}$, т. е. создают ток $i_К$ в цепи коллектора. На пополнение зарядов, переносимых дырками из левой *p*-области, идет ток $i_Э$ в цепи эмиттера через источник $U_{ЭБ}$. Наконец, электроны в области базы, рекомбинирующие с дырками эмиттера, пополняются из внешней цепи, создавая ток базы $i_Б$. Грубо говоря, ток базы есть разность токов эмиттера и коллектора, как это следует из описанного процесса:

$$i_Б = i_Э - i_К. \qquad (8.23)$$

В схеме на рис. 8.37,*г* механизм образования токов подобен описанному, но от эмиттера движутся вправо электроны, а не дырки, и токи в цепях имеют обратные направления. Поэтому не будем повторять процессы для транзистора *n—p—n*.

Дадим некоторую детализацию физических процессов в транзисторе *p—n—p* (рис. 8.38,*а*). Если разорвать цепь эмиттера, то от коллектора через базу ток не исчезнет полностью. Электроны электропроводности правой области *p*, приближаясь к правому *p—n* переходу, проходят в область *n* и образуют ток $I_{КБО}$, показанный на рисунке штрихами. В цепи коллектора направление этого тока совпадает с направлением основного тока $i_К$, а в цепи базы он идет навстречу основному току $I_Б$, так что ток базы есть разность этих двух токов. Ток $I_{КБО}$ называют н е у п р а в л я е м ы м т о к о м к о л л е к т о р а. Он невелик, так как образован неосновными носителями правой области *p*. Как правило, в цепи базы $i_Б > I_{КБО}$ и направление определяется дырками, вытекающими из области базы. Но о неуправляемом токе коллектора приходится упоминать вследствие того, что он р е з к о в о з р а с т а е т с р о с т о м т е м п е р а т у р ы (примерно вдвое при повыше-

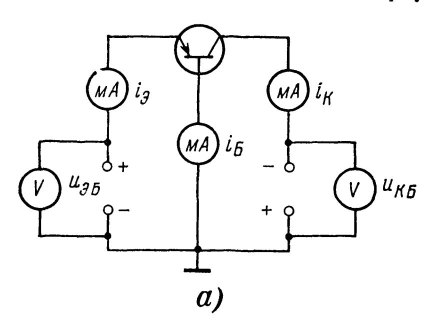
нии температуры на каждые 10° С). Это следует учитывать, обеспечивая температурную стабильность показателей транзисторных радиотехнических устройств.

Рассмотрим на рис. 8.38,*б* главный путь основных носителей зарядов в транзисторе *p—n—p* (т. е. дырок). Они движутся от эмиттера через эмиттерный переход (потенциальный барьер которого снижен напряжением $U_{ЭБ}$) и через коллекторный переход (поле которого свободно пропускает неосновные носители); наконец, дырки притягиваются к отрицательному электроду на коллекторе. В этом процессе замечательно следующее: ток коллектора определяется потоком дырок через левый переход, т. е. напряжением $U_{ЭБ}$; ведь только единицы и даже доли процента дырок ответвляются в цепь базы, а напряженность поля правого перехода всегда достаточна для втягивания дырок в коллекторную область, и потому напряжение на коллекторе мало влияет на его ток. В этом последнем свойстве имеется аналогия с влиянием анодного напряжения пентода на величину тока анода.

Изложенные нами процессы в транзисторе и его свойства наглядно выражаются его характеристиками. Для лампового триода нам известны характеристики анодного тока и тока сетки. Для транзистора характеристики также представляют собой зависимости токов от прилагаемых напряжений.

Рассмотрим простую (но не всегда лучшую) схему, которая изображалась на рис. 8.37 и 8.38 и которую можно назвать схемой с общей базой (ОБ): в ней зажим базы является общей («заземленной») точкой для всех трех электродов. Условное изображение такой схемы дано на рис. 8.39,*а*. Включая показанные на ней измерительные приборы и отсчитывая токи при изменяемых скачками напряжениях, можно практически снять характеристики. Цепь эмиттера назовем входной, так как в нее будем включать источник сигнала; цепь коллектора назовем выходной, так как в нее будет включаться потребитель энергии сигнала. Зависимость $i_Э=\varphi(u_{ЭБ})$ соответственно носит название входной характеристики схемы с ОБ. Зависимость же $i_К=f(u_{КБ})$ называется выходной характеристикой этой схемы.

Входная характеристика (рис. 8.39,*б*), т. е. зависимость тока эмиттера от напряжения эмиттер — база при



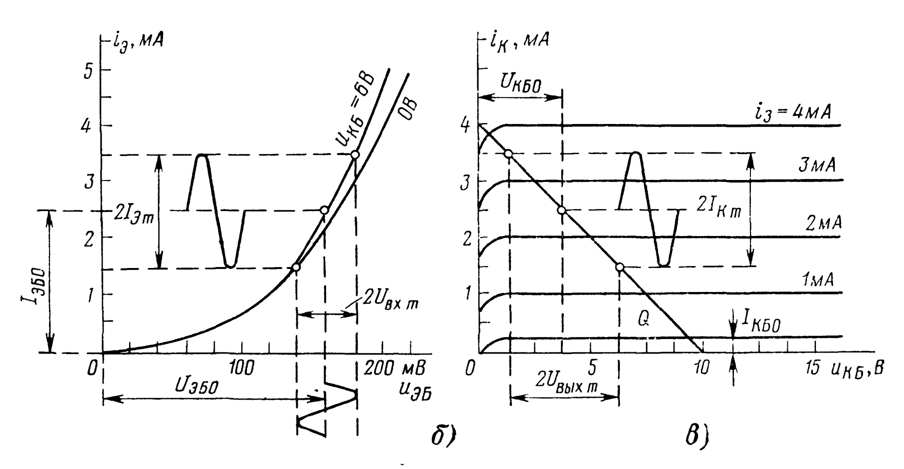


Рис. 8.39. Транзистор в схеме с ОБ:
а — схема; *б* — характеристики эмиттерного тока; *в* — характеристики коллекторного тока

неизменном напряжении коллектор — база, имеет сходство с характеристикой полупроводникового диода в пропускной области (см. рис. 8.31,*б*): ведь именно так приложено внешнее напряжение к левому *p—n* переходу. Если $u_{КБ}=0$, т. е. коллектор соединен с базой накоротко, то имеет совершенно точно характеристику диода, идущую через начало координат; если же $u_{КБ}$ повышается, то характеристика идет незначительно выше, так как на эмиттерный переход напряжение коллектора влияет мало. Поэтому в справочниках иногда ограничиваются всего одной характеристикой входа для схемы с ОБ.

Выходные характеристики (рис. 8,39,*в*) начнем рассматривать с самой нижней, соответствующей $i_Э=0$, т. е. разрыву цепи эмиттера. Это — характеристика неуправляемого тока коллектора $I_{КБО}$, выходящая из начала координат и представляющая собой ток через диод в обратном (запорном) направлении. При нормальной температуре для радиоприемных транзисторов неуправляемый ток исчисляется микроамперами. Выше располагается семейство характеристик коллекторного тока для различных токов эмиттера. Ток коллектора пропорционален и почти равен току эмиттера (за исключением малой доли носителей, «перехватываемых» базой). Поэтому характеристики прямолинейны, почти горизонтальны и расположены на равных интервалах. Небольшой подъем при перемещении вправо вызывается увеличением ширины правого перехода с ростом напряжения $u_{КБ}$ и, следовательно, уменьшением толщины базы, что приводит к меньшему проценту носителей, успевающих рекомбинироваться в области базы. Учтем, что, откладывая напряжение $u_{КБ}$ вправо, мы не отмечаем его отрицательного знака, однако должны об этом помнить для приборов *p—n—p*.

Что же нам дает схема с ОБ? Включим во входную цепь источник напряжения сигнала $U_{ЭБm}$ (рис. 8.40) с амплитудой $U_{вх\,m}$, выбрав начальное положительное смещение $U_{ЭБО}$ (рис. 8.3,*б*) с тем расчетом, чтобы развернуть сигнал на достаточно прямолинейном участке входной характеристики (без нелинейных искажений). Мы создадим в цепи эмиттера переменную составляющую тока с амплитудой $I_{Эm}$. При амплитуде входного напряжения в

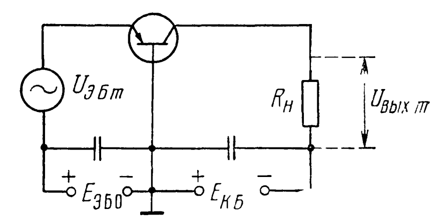


Рис. 8.40. Резистивный усилитель на транзисторе по схеме с ОБ

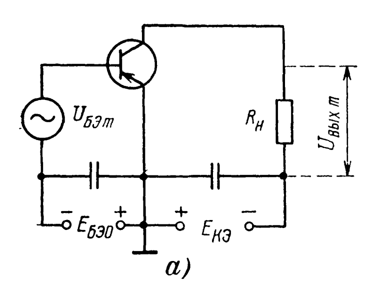
несколько милливольт амплитуда тока окажется в несколько миллиампер, что свидетельствует о большой входной проводимости схемы (на рис. 8.39,*б* получается приблизительно $G_{вх}=I_{вх\,m}/U_{вх\,m}=1\cdot10^{-3}/20\cdot10^{-3}=0{,}05$ См, а реально — не меньше сотых долей сименса). Иначе говоря, входное сопротивление $R_{вх}$ составит лишь десятки ом.

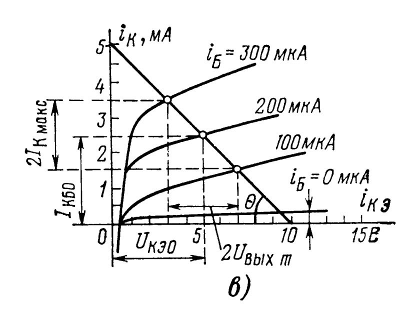
Для того чтобы не создавать падений напряжений от переменных токов на внутренних сопротивлениях источников постоянного тока, их шунтируют конденсаторами достаточно большой емкости, которые представляют для них практически короткое замыкание (рис. 8.40).

Включим в той же схеме (рис. 8.40) нагрузочный резистор $R_н$ в цепь коллектора и будем считать напряжение сигнала на $R_н$ и мощность в нем полезным выходом транзисторного усилителя с ОБ. Вспомним, что пологие характеристики коллекторного тока (подобно анодным характеристикам пентода) свидетельствуют о большом внутреннем (выходном) сопротивлении $R_{вых}$ прибора. И это вполне понятно: коллекторный переход, смещенный запирающим напряжением, действительно имеет большое сопротивление (десятки и сотни тысяч ом). Поэтому резистор $R_н$ может быть взят свыше одного килоома с допустимым практическим снижением постоянного напряжения на коллекторе. На рис. 8.39,*в* нанесена прямая нагрузки под углом θ, соответствующим $R_н=2500$ Ом, при напряжении батареи $E_{КБ}=10$ В [см., например, рис. 8.41]. Амплитуда переменного тока коллектора $I_{Кm}$, очевидно, будет почти равна амплитуде тока эмиттера $I_{Эm}$. Точнее,

$$I_{К\,m}=h_{21\,Б}\,I_{Э\,m};\quad I_{Б\,m}=(1-h_{21\,Б})\,I_{Э\,m}, \qquad (8.24)$$

где $h_{21_Б}<1$ есть та часть носителей зарядов, которая проходит от эмиттера





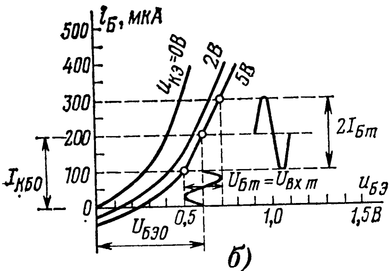


Рис. 8.41. Транзистор в схеме с ОЭ: *а* — усилитель резистивного типа; *б* — входные характеристики; *в* — выходные характеристики

к коллектору сквозь базу. Параметр транзистора $h_{21Б}$ называется статическим коэффициентом передачи тока в схеме с ОБ. Значение $h_{21Б}$ может быть от 0,95 до 0,998, а округленно $h_{21Б} \approx 1$.

Коэффициент усиления напряжения в усилителе с ОБ, очевидно, будет больше единицы, если выходной ток почти равен входному, а нагрузочное сопротивление больше входного:

$$K = \frac{U_{вых\,т}}{U_{ЭБ\,т}} = \frac{I_{К\,т} R_н}{I_{Э\,т} R_{вх}} = h_{21Б} \frac{R_н}{R_{вх}}. \qquad (8.25)$$

Итак, мы не только пояснили физически, но и определили количественно коэффициент усиления напряжения сигнала транзистором в схеме с ОБ. Если принять, например, $h_{21Б} = 0,98$ и считать $R_{вх} = 50$ Ом, а $R_н = 2500$ Ом, то усиление напряжения получится $K = 0,98 \frac{2500}{50} \approx 50$ раз. Усиление мощности окажется почти таким же, как и усиление напряжения:

$$K_м = \frac{I^2_{К\,т} R_н}{I^2_{Э\,т} R_{вх}} = \frac{U^2_{вых\,т} G_н}{U^2_{ЭБ\,т} G_{вх}} = \alpha^2 \frac{R_н}{R_{вх}}.$$

Теперь можно достаточно полно охарактеризовать усилитель, выполненный по схеме с ОБ. Он имеет очень малое входное сопротивление и очень большое внутреннее сопротивление выходной цепи. Значит, его применение целесообразно, если источник сигнала обладает малым внутренним сопротивлением (на рис. 8.40 его считали равным нулю) и если нагрузочное сопротивление можно выбрать большим (тысячи или хотя бы многие сотни ом).

Коэффициент передачи тока оказался меньше единицы, а усиление мощности приблизительно равно усилению напряжения. Выходные характеристики располагаются равномерно и параллельно, что обеспечивает работу без нелинейных искажений (об этом будет рассказано в следующей главе). Но имеется возможность включать транзистор и по другой схеме — по такой, которая позволит усиливать и напряжение, и ток сигнала. Это — схема с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 8.41,*а*); в ней включение эмиттера подобно включению катодов в ламповом усилителе, включение базы аналогично включению сетки, а коллектор включен сходно с анодом. Источник сигнала с амплитудой напряжения $U_{БЭт}$ включен в цепь базы и дополнен источником исходного смещения $E_{БЭ0}$. Потребитель (например, резистор $R_н$) включается в цепь коллектора последовательно с источником питания $E_{КЭ}$.

Рассмотрим характеристики схемы с ОЭ в статическом режиме, т. е. при короткозамкнутых зажимах сигнала и сопротивлении $R_н$.

Входная характеристика есть зависимость тока базы от напряжения

база — эмиттер при неизменном напряжении на коллекторе (рис. 8.41,*б*). Заметим, что в маломощных транзисторах ток базы составляет доли миллиампера (т. е. микроамперы). Характеристика при $u_{КЭ}=0$ В (при котором коллектор соединен с эмиттером) представляет собой обычную диодную характеристику, снятую в прямом (пропускном) направлении. Если включить напряжение $u_{КЭ}$, то у новой характеристики при тех же напряжениях на базе ток базы окажется уменьшенным, ибо коллектор теперь перехватывает носители тока из области базы. При малом напряжении на базе ее ток даже становится обратным, так как в цепи начинает преобладать неуправляемый ток коллектора, идущий в провода базы навстречу нормальному (см. рис. 8.38,*а*). Если еще повысить напряжение на коллекторе $u_{КЭ}$ (на рис. 8.41,*б*) вместо 2 взять 5 В), то третья характеристика тока базы сместится незначительно, поэтому можно ограничиться одной единственной входной характеристикой, снятой при нормальном напряжении на коллекторе. Пусть для рис. 8.41,*б* такой единственной характеристикой будет самая правая характеристика, которая снята при $u_{КЭ}=$ $=5$ В.

Выходная характеристика прибора при общем эмиттере есть зависимость тока коллектора от напряжения коллектор — эмиттер при неизменном токе базы. Приборы для снятия таких характеристик те же, что были на рис. 8.39,*а*. Нижняя характеристика в выходном семействе соответствует разрыву цепи базы ($i_Б=0$). В этом случае от эмиттера к коллектору проходит сквозной ток $I_{КЭО}$, составляющий в маломощных транзисторах до сотен микроампер; иначе говоря, этот ток больше обычного обратного тока диода вследствие того, что часть напряжения коллектор — эмиттер падает на эмиттерном переходе в пропускном направлении.

Если установить определенный ток базы ($i_Б>0$), то выходная характеристика располагается выше, чем при нулевом токе базы (рис. 8.41,*в*). Действительно, если увеличился ток базы, то увеличится и ток эмиттера, от которого ток базы составляет небольшую долю, а вместе с током эмиттера растет и ток коллектора. С ростом напряжения $u_{КЭ}$ при данном токе $i_Б$ ток на рабочем участке выходной характеристики несколько возрастет: ведь повышение напряжения на коллекторном переходе тем самым уменьшило бы ток базы; но мы поддерживаем $i_Б=\mathrm{const}$, для чего увеличиваем соответственно ток базы и ток эмиттера изменением смещения $U_{БЭ}$. При следующем скачке тока базы получим новую характеристику, идущую выше и приблизительно параллельно предыдущей характеристике. Так можно снять семейство выходных характеристик, изображенное на рис. 8.41,*в*. Их рабочие участки несколько круче, чем у выходных характеристик при общей базе (см. рис. 8.39,*в*); значит, внутреннее (выходное) сопротивление транзистора при общем эмиттере меньше, чем при общей базе, и составляет единицы или десятки килоом. Зато из рассмотрения рис. 8.41,*б* можно установить, что входное сопротивление составляет сотни и даже свыше тысячи ом. Этими параметрами схема с ОЭ существенно отличается от схемы с ОБ.

Прежде чем рассматривать усилительные свойства транзистора в схеме с ОЭ, обратим внимание на начальные участки выходных характеристик этой схемы. При приближении напряжения $U_{КЭ}$ к нулю (но при включенной цепи базы) коллекторный ток резко падает до нуля («отсекается»), а затем идет в обратном направлении. Дело в том, что здесь на коллекторном переходе преобладающим оказывается напряжение, которое действует в пропускном направлении от источника цепи базы. Практически при работе транзистора в качестве усилителя появление обратного тока коллектора исключается, а потому важным оказывается лишь факт отсечки тока (и значение «отсекающего» напряжения на коллекторе).

Обратимся к усилительным свойствам транзисторной схемы с ОЭ (рис. 8.41,*а*). Она обладает возможностью усиливать ток сигнала. Действительно, если сопротивление резистора было бы равно нулю (короткое замыкание выходных зажимов), то амплитуда переменного тока коллектора $I_{Кm}$ составила бы долю $h_{21Б}$ от амплитуды переменного тока эмиттера $I_{Эm}$. Входной же ток сигнала есть ток базы, который, как мы знаем, составит от тока эмиттера долю $(1-h_{21Б})$. Значит,

$$I_{Б\,m} = (1 - h_{21\,Б}) I_{Э\,m} = \frac{1 - h_{21\,Б}}{h_{21\,Б}} \times$$

$$\times I_{К\,m}.$$

Отсюда усиление тока при короткозамкнутом выходе

$$\frac{I_{К\,m}}{I_{Б\,m}} = \frac{h_{21\,Б}}{1 - h_{21\,Б}} = h_{21\,Э}. \qquad (8.26)$$

Параметр транзистора $h_{21Э}$ называется коэффициентом передачи тока для схемы с ОЭ. Здесь действительно ток усиливается, так как $h_{21Э} > 1$. Если, например, $h_{21Б} = 0{,}98$, то $h_{21Э} = 0{,}98/(1 - 0{,}98) = 49$. Физически усиление тока вполне понятно: в схеме с ОЭ сигнал при малом токе базы управляет большим током коллектора. В реальных усилителях (при наличии нагрузочного сопротивления) усиление тока будет меньше $h_{21Э}$.

Схема с ОЭ позволяет усиливать и напряжение сигнала. Включив в цепь коллектора нагрузочный резистор $R_н$, составляющий (для примера) 2 Ом, мы проведем динамическую характеристику под соответствующим углом θ (рис. 8.41,*в*). При подаче на вход напряжения сигнала $U_{вх\,m} = 0{,}1$ В (для начального смещения, соответствующего току 200 мкА при напряжении $u_{КЭ} = 5$ В) мы создадим переменный ток в цепи базы $I_{Б\,m} \approx 100$ мкА. Тогда в семействе выходных характеристик рабочая точка будет перемещаться вверх и вниз по участку *pmq* динамической характеристики (между статическими характеристиками, приблизительно соответствующими токам базы 300 и 100 мкА). Амплитуда выходного переменного напряжения составит $U_{вых\,m} = 2$ В. Значит, усиление напряжения $K = U_{вых\,m}/U_{вх\,m} \approx 2/0{,}1 = 20$ раз. Усиление тока будет отличаться от статического значения, для рис. 8.41 оно составит примерно $K_т = I_{К\,m}/I_{Б\,m} \approx \approx 10^{-3}/10^{-4} = 10$ раз. Усиление же мощности окажется равным произведению коэффициентов усиления напряжения и тока: $K_м = KK_т = 20 \cdot 10 = 200$ раз.

Даже из этого (очень приближенного и случайного) примера становятся убедительными достоинства схемы усилителя с общим эмиттером. И эта схема является действительно основной для транзисторной усилительной техники.

8.9. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В описанных выше транзисторах, которые называют б и п о л я р н ы м и, происходит одновременное перемещение основных и неосновных носителей. В настоящее время получают все большее распространение полупроводниковые триоды, в которых проводимость определяется движением только основных носителей, поэтому они получили название у н и п о л я р н ы х (п о л е в ы х). Если в биполярном транзисторе управление током осуществляется за счет инжекции (впрыскивания) неосновных носителей в тело базы, то в полевом оно происходит под действием электрического поля, направленного перпендикулярно потоку.

На рис. 8.42 представлены схематическое изображение устройства полевого транзистора и схема подключения его к источникам напряжения. Прибор представляет собой полупроводник *n*-типа, называемый к а н а л о м (от этого третье название транзистора — к а н а л ь н ы й), по которому под действием напряжения, приложенного к противолежащим электродам, движутся основные носители — электроны. Поскольку они двигаются от отрицательно заряженного электрода к положительному, первый называют и с т о к о м, а второй — с т о к о м.

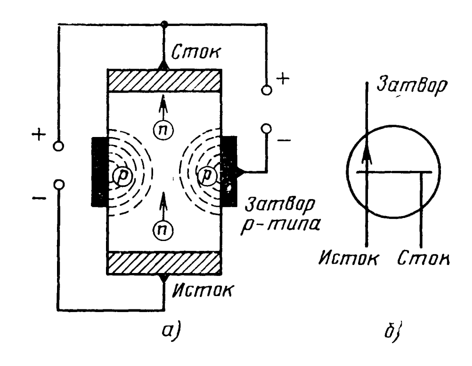


Рис. 8.42. Полевой транзистор:
а — устройство; *б* — схемное обозначение

Управляющий электрод, называемый **затвором**, соединяется с областью, имеющей форму кольца с *n*-типом проводимости. При подаче на него отрицательного напряжения *p—n* переход транзистора заперт. С увеличением запирающего напряжения область окружающего его пространственного заряда расширяется и в большей степени перекрывает канал, уменьшая его проводимость вплоть до полного запирания.

В настоящее время выпускают несколько разновидностей полевых транзисторов. Среди них следует отметить **транзисторы с изолированными затворами**. В отличие от описанного выше транзистора электрод затвора отделен от полупроводникового канала тонким слоем изолятора, поэтому *p—n* переход отсутствует (рис. 8.43). Под действием напряжения на затворе в полупроводнике, который благодаря относительно высокой проводимости играет роль второй обкладки конденсатора, на границе с изолятором появляется индуцированный заряд, изменяющий проводимость канала.

Полевые транзисторы характеризуются большими входными сопротивлениями, значительно бо́льшими коэффициентами усиления по сравнению с биполярными и меньшими коэффициентами шума на сверхвысоких частотах. В них отсутствует явление вторичного пробоя, что повышает их эксплуатационную надежность. Температурная стабильность параметров выше, чем у биполярных. Пока полевые транзисторы уступают биполярным по мощности и предельным частотам, однако наблюдается непрерывное улучшение этих показателей.

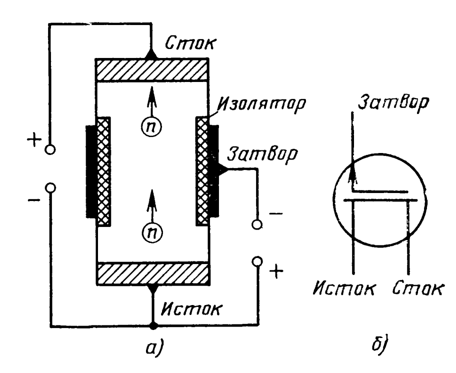


Рис. 8.43. Полевой транзистор с изолированным затвором:
а — устройство; *б* — схемное обозначение

8.10. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Электронно-лучевые трубки — это электровакуумные приборы, предназначенные для преобразования электрических сигналов в видимые (световые) изображения. Такие приборы находят широкое применение в телевизионном приеме, радиолокации, контрольно-измерительной технике и во многих других областях радиоэлектроники. Они основаны на создании пучка (луча) электронов с малым поперечным сечением и с относительно большой длиной (иногда десятки сантиметров) и на отклонении этого пучка с помощью электрического или магнитного поля.

Создание тонкого пучка (фокусировка потока электронов) и его отклонение могут осуществляться взаимодействием движущихся электронов либо с электрическим, либо с магнитным полем. Соответственно применяют электронно-лучевые трубки трех типов: с электростатическим управлением (где и фокусировка, и отклонение осуществляются электрическим полем); с магнитным управлением (где луч фокусируется и отклоняется магнитным полем); со смешанным управлением (фокусировка электростатическая, а отклонение магнитное либо наоборот).

Рассмотрим первоначально трубку с электростатическим управлением, предназначенную в научном эксперименте и практической аппаратуре для зрительного (визуального) наблюдения разнообразных электрических процессов. Такая трубка составляет основу электронного осциллографа.

Простейшую осциллографическую трубку (рис. 8.44) выполняют в стеклянном баллоне. На внутренней по-

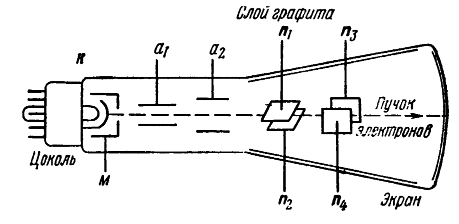


Рис. 8.44. Устройство электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением

верхности широкого торца баллона нанесен слой вещества, способного светиться под действием электронной бомбардировки (люминофор). Этот слой служит экраном, на котором и осуществляется преобразование электрического процесса в световое изображение.

Со стороны цоколя внутри трубки имеются катод *к* косвенного накала и три цилиндрических электрода, охватывающих ось трубки и образующих «электронный прожектор» для создания пучка электронов. Ближайший к катоду управляющий электрод — **модулятор** *м* охватывает катод и пропускает поток электронов лишь через отверстие в своем торце. Давая на модулятор тот или иной отрицательный потенциал относительно катода, можно изменять плотность потока электронов и тем самым регулировать яркость свечения экрана (модуляция света по яркости).

Далее за управляющим цилиндром размещены два анода цилиндрической формы с диафрагмами (т. е. с перегородками, имеющими центральные отверстия). На анод a_1 подается относительно катода постоянное напряжение не более 300—400 В, а на анод a_2 — постоянное напряжение от 600 до нескольких тысяч вольт. Электроны ускоряются электрическим полем анодов и пролетают сквозь них к экрану. Благодаря наличию диафрагм, а также воздействию продольного электрического поля, образующегося между анодами, электронный поток фокусируется в тонкий луч и наблюдается в центре экрана в виде светящегося пятнышка.

По пути от второго анода до экрана электронный луч проходит еще поочередно между двумя парами пластин, закрепленных во взаимно перпендикулярных плоскостях и имеющих выводы наружу. Если между пластинами одной пары нет напряжения, то такая пара на электронный луч не влияет. Если же включить между пластинами напряжение, то между ними образуется поперечное электрическое поле, которое вызовет отклонение луча, т. е. перемещение светлого пятна по экрану. Поэтому пластины называются **отклоняющими**; трубка закрепляется так, чтобы пара пластин n_1 и n_2 отклоняла пятно в вертикальном, а пара пластин n_3 и n_4 — в горизонтальном направлениях.

Все электроды, показанные на рис. 8.44, имеют выводы к штырькам цоколя трубки; штырьками трубка вставляется в специальную панельку. Для того чтобы экран не заряжался электронами отрицательно и не тормозил движение последующих электронов, используется вторичная эмиссия экрана: вторичные электроны притягиваются заземленным слоем графита, покрывающим изнутри коническую часть трубки и несущим на себе положительный потенциал относительно экрана.

На рис. 8.45 схематическим представлен один из многочисленных вари-

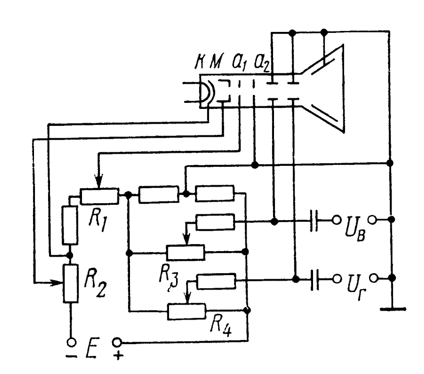


Рис. 8.45. Примерная схема включения осциллографической трубки

антов подачи внешних напряжений на трубку осциллографа. Положительный полюс высоковольтного источника питания *E* присоединен (через сопротивление) к аноду a_2 и заземлен через корпус осциллографа. К аноду a_2 присоединены по одной из парных отклоняющих пластин. Анод a_1 подключен к движку потенциометра R_1, дающему возможность выбрать пониженный положительный потенциал по отношению к катоду и тем достигнуть фокусировки, т. е. минимального по отношению к катоду размера светлого пятна. Модулятор же находится под отрицательным по отношению к катоду потенциалом; перемещением движка потенциометра R_2 регулируется яркость пятна. Между отклоняющими пластинами включены напряжения горизонтального $U_г$ и вертикального $U_в$ отклонений, а также потенциометры R_3 и R_4 для сдвигов пятна по экрану.

Чувствительностью трубки называется отклонение пятна (в миллиметрах) при изменении напряжения между пластинами той или иной пары на 1 В. Обычные осциллографы имеют чувствительность 0,1—0,5 мм/В. Следовательно, заметное отклонение достигается при напряжениях порядка десятков вольт. Если необходимо обнаружить воздействие меньших напряжений, то

перед подачей на пластины эти напряжения усиливаются.

Среди разнообразных практических применений осциллографа существенное место принадлежит так называемой «линейной развертке» периодических электрических процессов, дающей возможность наблюдать графическое представление этих процессов на экране. С этой целью на пластины горизонтального отклонения (ось X) подают периодическое напряжение развертки $U_р$ в форме зубцов пилы, получаемое от специального вспомогательного генератора. На рис. 8.46 ось времени для

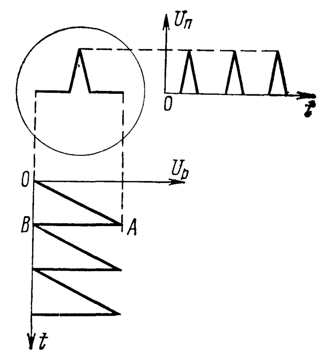


Рис. 8.46. Развертка периодического процесса на экране осциллографа

этого напряжения направлена вниз. На участке OA это напряжение возрастает пропорционально времени (линейно) и отклоняет пятно по горизонтали. При резком падении напряжений (вертикальный срез зубца пилы — участок AB) пятно быстро возвращается в исходное положение. Если зубцы пилы повторяются более 20 раз в секунду, то наблюдатель видит на экране светлую горизонтальную полоску, длина которой пропорциональна «высоте» AB зубца пилы, а толщина равна диаметру пятна.

Одновременно с этим на пластины вертикального отклонения (ось y) подают периодическое напряжение $U_п$ исследуемого электрического процесса. На рис. 8.46 ось времени этого процесса направлена вправо, а сам процесс имеет форму, например, периодически повторяющихся импульсов. Если частота пилообразного напряжения равна частоте исследуемого процесса (здесь— частоте повторения импульсов), то за время одного перемещения по горизонтали пятно совершит одно вертикальное отклонение. Эти вертикальные отклонения будут на экране повторяться, налагаясь одно на другое и давая видимое изображение импульса, как и показано на рис. 8.46.

Если на управляющий электрод включать еще импульсы напряжения с известным периодом повторения, то на развернутом изображении процесса появятся яркостные отметки времени, по которым можно определять длительность изучаемых импульсов и длительность периода их повторения. Что касается генератора напряжения развертки, то на него возлагается задача создания пилообразного напряжения регулируемой частоты и предъявляется требование поддержания синхронизма с изучаемым процессом.

Для изучения принципа работы электронно-лучевых трубок с магнитным управлением необходимо предварительно ознакомиться с законом движения электрона в магнитном поле. Если бы неподвижный электрон находился в магнитном поле, он не испытывал бы никакого воздействия со стороны последнего. Если же электрон движется в магнитном поле, то может возникнуть сила, действующая на электрон и подобная по своей природе той силе, которая действует в магнитном поле на проводник с током. Значит, когда электрон движется вдоль магнитной силовой линии, сила также равна нулю.

Рассмотрим случай движения электрона в плоскости, перпендикулярной направлению магнитных линий однородного поля. В этом случае на электрон действует сила F, направление которой определяется правилом левой руки, причем за направление тока следует считать направление, обратное скорости движения электрона (рис. 8.47). Сила направлена перпендикуляр-

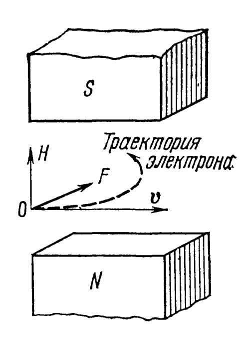


Рис. 8.47. Движение электрона в перпендикулярном магнитном поле

но скорости электрона v и вектору напряженности магнитного поля H. Численно эта сила выразится так: $F = evH$, где e — заряд электрона.

Поскольку сила перпендикулярна направлению движения электрона, она не совершает работы, т. е. не увеличивает и не уменьшает его энергию. Но она искривляет траекторию электрона, заставляя его отклоняться от первоначального направления. Электрон, первоначально двигавшийся прямолинейно, приобретает круговую траекторию, радиус которой легко вычислить, если учесть, что сила F — центростремительная и равна mv^2/ρ, где m — масса электрона, v — его скорость, ρ — радиус окружности движения:

$$evH = \frac{mv^2}{\rho}, \text{ т.е. } \rho = \frac{mv}{eH}. \qquad (8.27)$$

Поскольку m/e постоянно, радиус кривизны траектории будет тем меньше, чем больше напряженность поля и чем меньше скорость электрона. Медленные электроны в сильном магнитном поле искривляют путь («закручиваются») сильнее, чем быстрые электроны в слабом поле.

Воздействие магнитного поля на поток электронов очень широко используется в технике. В частности, в электронно-лучевых трубках магнитное поле может служить и для фокусировки, и для отклонения электронного пучка.

Магнитная фокусировка осуществляется с помощью фокусирующей катушки *ФК*, надеваемой коаксиально на узкую часть электронно-лучевой трубки (рис. 8.48,*а*). В трубке имеются управляющий электрод (модулятор) и анод. Иногда в качестве анода используется графитовый слой на внутренней поверхности трубки с подводимым к нему положительным потенциалом. Электроны, летящие вдоль оси трубки, не испытывают воздействия поля катушки и движутся прямо к экрану. Электроны же, отклоняющиеся от оси трубки, приобретают составляющую скорости, перпендикулярную линиям магнитного поля. Эти электроны «закручиваются» в сторону оси трубки. Напряженность

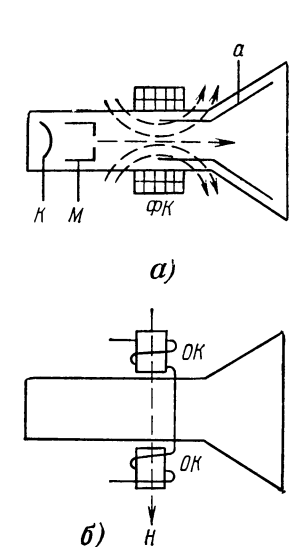


Рис. 8.48. Электронно-лучевая трубка с магнитным управлением:
а — принцип фокусировки; *б* — принцип отклонения

магнитного поля должна быть подобрана такой, чтобы электроны встречались в одной точке на поверхности экрана. Это достигается регулировкой постоянного тока, питающего катушку.

Для магнитного отклонения пучка электронов применяются две последовательно и «согласно» включенные отклоняющие катушки *ОК*, создающие магнитное поле, перпендикулярное потоку электронов (рис. 8.48,*б*). Электрон, пролетающий в поле этих катушек, искривляет траекторию, а после выхода из магнитного поля движется прямолинейно уже по измененному направлению. Чем больше ток, питающий катушки, тем больше отклонение пятна на экране. Для отклонений в горизонтальной и вертикальной плоскостях на трубку налагаются две пары катушек с взаимно перпендикулярными осями.

Современные кинескопы, т. е. телевизионные приемные трубки, в большинстве своем имеют магнитную фокусировку и магнитное отклонение.

Глава девятая

УСИЛИТЕЛИ ПЕРВИЧНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

9.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилителем называется устройство, которое позволяет получить электрические колебания большей мощности, чем мощность колебаний, управляющих его работой. При этом обычно желательно, чтобы форма напряжения на выходе повторяла закон изменения напряжения на входе. Получаемая от усилителя энергия электрических колебаний создается за счет расхода энергии источника питания усилителя. Преобразователем энергии постоянного тока источника питания в энергию усиленных колебаний служит электронная лампа или транзистор, которые управляются усиливаемыми колебаниями.

Зажимы усилителя, к которым подводятся управляющие колебания, называются входными зажимами, или, короче, входом усилителя. Допустим, что источник усиливаемых колебаний (источник сигнала) создает на входе переменное синусоидальное напряжение с амплитудой U_{m1} (рис. 9.1). Для

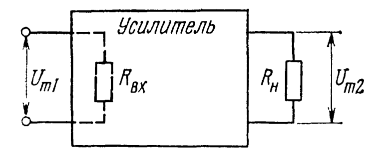


Рис. 9.1. Структурная схема усилителя

источника усиливаемых колебаний сам усилитель представляет собой некоторое сопротивление $R_{вх}$, называемое входным сопротивлением усилителя.

Конечно, входное сопротивление служит лишь мерой для оценки той нагрузки, которую испытывает источник сигнала, воздействующий, например, на промежуток сетка — катод лампы или на электронно-дырочный переход полупроводникового прибора и расходующий мощность $P_{вх}$. Заменяя условно истинный потребитель на входе простым активным сопротивлением $R_{вх}$, определим это сопротивление из соотношения

$$P_{вх} = \frac{U^2_{m1}}{2 R_{вх}}. \qquad (9.1)$$

Выгодно иметь входное сопротивление по возможности большим, чтобы уменьшить расход мощности источника сигнала; однако не всегда удается создать усилитель с большим входным сопротивлением.

К выходным зажимам усилителя присоединяется сопротивление, которое мы называем нагрузочным. На нем создается переменное синусоидальное напряжение U_{m2} и выделяется мощность усиленных колебаний

$$P_{вых} = U^2_{m2}/2 R_н. \qquad (9.2)$$

Для оценки работы усилителя вводится понятие о коэффициенте усиления мощности:

$$K_м = P_{вых}/P_{вх}. \qquad (9.3)$$

Однако, как мы увидим ниже, это не единственный показатель работы усилителя.

В большинстве приборов радиоэлектронной техники требуется коэффициент усиления, недостижимый для одной лампы или одного транзистора. Тогда усилитель составляется из нескольких усилительных каскадов. Усилительным каскадом называют сочетание лампы (или транзистора) со всеми относящимися к ней элементами схемы, определяющими режим и результат работы. Колебания, усиленные первым каскадом, подаются на вход второго каскада и т. д. Источники же питания в большинстве случаев являются общими для всех каскадов усилителя.

В радиовещательных приемниках задача последнего, так называемого выходного (или оконечного) каскада состоит в том, чтобы отдать нагрузочному сопротивлению (например, громкоговорителю) мощность, требуемую для его нормальной работы, т. е. обеспечить должные амплитуды напряжения на потребителе и тока в нем. Предыдущие каскады должны обеспечить достаточное воздействие сигнала на вход последнего каскада, чтобы он отдал потребителю требуемую мощность. Эти каскады можно назвать каскадами предварительного усиления. Если речь идет об усилителе на электронных лампах, работающих

без токов в цепях сеток (в области отрицательных сеточных смещений), то такие лампы, как мы знаем, расходуют ничтожную мощность на входе. В таком случае оценивать работу каскада следует коэффициентом усиления напряжения, т. е. отношением амплитуды выходного напряжения:

$$K = U_{m2}/U_{m1}. \qquad (9.4)$$

Разумеется, в каждом каскаде мощность на выходе обязательно должна быть больше мощности на входе. Именно этим активный каскад отличается от пассивного четырехполюсника (например, простого трансформатора), который может повысить напряжение, но не увеличивает мощность.

Коэффициент усиления мощности связан с коэффициентом усиления напряжения. Если в выражение (9.3) подставить значения $P_{вх}$, $P_{вых}$ из формул (9.1) и (9.2), то получим

$$K_м = \left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right)^2 \frac{R_{вх}}{R_н} = K^2 \frac{R_{вх}}{R_н}. \qquad (9.5)$$

При малом сопротивлении нагрузки по сравнению с входным сопротивлением ($R_н < R_{вх}$) усиление мощности может быть получено даже в тех каскадах, где коэффициент усиления напряжения меньше единицы. К таким каскадам часто относятся выходные каскады, работающие на громкоговоритель с малым сопротивлением. Мощность в этом случае достигает требуемого значения благодаря большой амплитуде тока в потребителе.

Каскады на транзисторах в отличие от ламповых каскадов вообще не могут работать при отсутствии тока во входной цепи. Поэтому для них существенным показателем успешности работы является также коэффициент усиления тока:

$$K_т = I_{m2}/I_{m1}, \qquad (9.6)$$

где I_{m2} — амплитуда тока в нагрузочном сопротивлении, а I_{m1} — амплитуда тока во входной цепи.

Нетрудно понять, что коэффициент усиления мощности (при активных выходном и входном сопротивлениях) равен произведению коэффициентов усиления напряжения и тока:

$$K_м = KK_т. \qquad (9.7)$$

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен, естественно, произведению «одноименных» коэффициентов усиления, т. е.

$$K_{общ} = K_1 K_2 K_3 \ldots;$$

$$K_{т.общ} = K_{т1} K_{т2} K_{т3} \ldots;$$

$$K_{м.общ} = K_{м1} K_{м2} K_{м3} \ldots$$

При вычислении общего коэффициента усиления удобно перемножение чисел заменить сложением их логарифмов. За логарифмическую единицу усиления мощности принят децибел (дБ). Один децибел — это десятая часть единицы десятичного логарифма отношения мощностей. Значит, число децибел равно $\lg P_{вых}/P_{вх}$, умноженному на 10:

$$K = 10 \lg \frac{P_{вых}}{P_{вх}}.$$

Так, усилению мощности в 10 раз соответствует 10 дБ, а усилению в 1000 раз — 30 дБ.

Очевидно, что $K_{общ[дБ]} = K_{1[дБ]} + K_{2[дБ]} + \ldots$

Прологарифмировав теперь равенство (9.5), получим

$$K = 10 \lg \left[\left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right)^2 \frac{R_{вх}}{R_н}\right] = 20 \lg \frac{U_{m2}}{U_{m1}} + 10 \lg \frac{R_{вх}}{R_н}.$$

В том частном случае, когда $R_{вх} = R_н$, имеем

$$K = 20 \lg \frac{U_{m2}}{U_{m1}}.$$

Значит, если нас интересует усиление напряжения, то его следует выражать в логарифмических единицах:

$$K = 20 \lg K.$$

Например, когда напряжение увеличилось на 6 дБ, мы говорим о его повышении вдвое:

$$K = 10^{K/20} = 10^{6/20} \approx 2.$$

Уменьшению напряжения на 3 дБ соответствует его снижение приблизительно в $\sqrt{2} = 1{,}41$ раз или до 0,7 исходного значения; это граница полосы пропускания колебательного контура — см. формулу (2.51).

Итак, первым из показателей работы усилительного каскада и усилителя в целом является его коэффициент усиления, вторым — полоса частот усиления (полоса пропускания). Это — область частот, в пределах которой коэффициент усиления приблизительно постоянен и лишь на границах которой он снижается в допустимое число раз.

В смысле размещения полосы пропускания на оси частот можно (достаточно грубо) разделить усилительные каскады на два больших класса: усилители первичных сигналов и усилители радиосигналов. Сигналами первичной формы (иногда их называют также управляющими сигналами) являются электрические процессы, непосредственно отображающие передаваемое сообщение. Это — посылки постоянного тока в телеграфии, которые соответствуют коду букв алфавита, токи звуковых частот в телефонии, создаваемые микрофоном под воздействием речи или музыки, и, наконец, импульсы тока, отображающие передаваемую сцену с помощью телевизионной передающей трубки и устройств развертки к ней. В радиопередающих устройствах сигналы первичной формы должны усиливаться и затем управлять колебаниями радиопередатчика (осуществлять модуляцию). В радиоприемниках сигналы первичной формы восстанавливаются путем преобразования в процессе детектирования принятых от передатчика колебаний. Восстановленные первичные сигналы после должного усиления воздействуют на записывающий телеграфный аппарат или на громкоговоритель либо управляют лучом кинескопа.

В чем же принципиальное отличие усилителей первичных сигналов от усилителей радиосигналов? В том, что полоса пропускания первичных сигналов начинается почти от нулевой частоты, а практически от десятков или сотен герц; простирается же эта полоса для телефонных (звуковых) сигналов до нескольких килогерц, а для телевизионных сигналов — до нескольких мегагерц. Например, в профессиональной телефонной связи установлена полоса первичных сигналов от 300 до 3400 Гц, а в радиовещании первичные сигналы, передающие музыку, требуют полосы по крайней мере от 100 до 10 000 Гц. Полоса телевизионных первичных сигналов (видеосигналов) начинается с десятков герц и простирается до 5—6 МГц. Иногда усилители первичных сигналов называются усилителями колебаний низкой частоты, но такое название не очень пригодно для телевидения, где в первичную полосу входят частоты в несколько мегагерц, которые по существу являются высокими. Поэтому термин «усилители низкой частоты» мы будем относить только к аппаратуре звуковых частот; их часто и называют усилителями колебаний звуковых частот.

Для всех усилителей первичных сигналов характерно очень большое отношение верхней частоты к нижней частоте полосы пропускания: это отношение будет в радиовещании около ста раз, а в телевидении — десятки тысяч раз! Явления резонанса, способные выделить относительно узкий участок частот, совершенно нежелательны для таких усилителей. Поэтому схемы усилителей первичных сигналов следует выполнять апериодическими. Среди них усилители колебаний звуковых частот можно считать узкополосными, а усилители видеосигналов — широкополосными.

Усилители радиосигналов (их иногда называют усилителями колебаний высоких или радиочастот) имеют полосу пропускания, располагающуюся около некоторой центральной частоты, которая, например, соответствует длине волны передатчика. Полоса частот (т. е. ширина спектра) радиосигнала по абсолютной величине в большинстве случаев превосходит примерно вдвое полосу своего первичного сигнала; отношение же верхней частоты к нижней лишь немного отличается от единицы. Так, для радиовещательной передачи на частоте 10^6 Гц (т. е. $\lambda=300$ м) спектр радиосигнала простирается от 10^6-10^4 до 10^6+10^4 Гц, и отношение граничных частот спектра равно $1\,010\,000/990\,000 \approx \approx 1{,}02$, а отличие составляет лишь 2%. Именно в этом и состоит основная разница между усилителями радиосигналов и первичных сигналов. При столь малых значениях относительной полосы усилителя радиосигналов, как правило, усилители выполняются резонансными, т. е. содержащими колебательные цепи. Вместе с тем с точки зрения абсолютной ширины полосы пропускания резонансные усилители тоже можно делить на узкополосные (например, радиотелефонные) и широкополосные (например, радиотелевизионные).

В настоящей главе будут рассмотрены усилители первичных сигналов — сначала для колебаний звуковых частот, т. е. узкополосные, а затем и широкополосные. Усилители радиосигналов отнесены к главе «Радиоприемные устройства», подходя к которой, читатель уже познакомился с процессом создания радиосигналов в передатчике и со спектрами таких сигналов.

9.2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ КОЛЕБАНИЙ НИЗКОЙ (ЗВУКОВОЙ) ЧАСТОТЫ

Каскад усиления колебаний низкой частоты получил свое наименование по двум основным признакам: по типу активного прибора (триод, пентод или транзистор) и по виду нагрузочного элемента, включенного в выходную цепь (резистор, дроссель, трансформатор и др.). Например, можно встретить ламповые или транзисторные каскады усиления на резисторах и на трансформаторах и др. Особняком в этой классификации стоят выходные (оконечные) каскады усилителей, для которых основным нагрузочным элементом служит громкоговоритель. Что касается усилительных каскадов телевизионного тракта, то они в большинстве своем относятся к схемам на резисторах, но с существенными особенностями.

Перейдем к изучению каскадов предварительного усиления колебаний звуковых частот.

Требования, предъявляемые к низкочастотному усилительному каскаду, могут носить радиотехнический, конструктивный и экономический характер. Остановимся лишь на радиотехнических требованиях. Они заключаются в том, чтобы каскад обеспечивал достаточный коэффициент усиления в требуемой полосе звуковых частот при искажениях, не превышающих допустимого значения.

Чем шире полоса частот, тем сложнее задача равномерного усиления любого колебания в этой полосе. Неравномерное же усиление звуковых колебаний различных частот приводит к потере естественности звука, т. е. к его искажениям. Такого рода искажения называются амплитудно-частотными или частотными.

Для наглядной оценки свойственных усилителю частотных искажений служит амплитудно-частотная (или просто частотная) характеристика, получаемая расчетным путем либо снимаемая с помощью измерительной аппаратуры. Частотная характеристика представляет собой зависимость коэффициента усиления каскада (или усилителя в целом) от частоты.

На рис. 9.2 приводится одна из возможных частотных характеристик усилителя низкой частоты. Для того чтобы ход характеристики был более наглядным в области как нижних, так и верхних частот, масштаб оси частот берется логарифмическим, т. е. неравномерным. Коэффициент усиления откладывается по вертикальной оси либо в абсолютных, либо в относительных цифрах (по

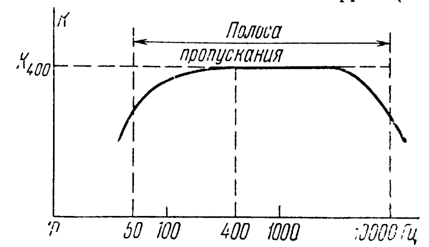


Рис. 9.2. Пример частотной характеристики усилителя низкой частоты

отношению, например, к коэффициенту усиления на частоте 400 Гц). Характеристика, показанная на рис. 9.2, имеет снижения («западания») на нижних и верхних частотах по сравнению со средними. Возможны и подъемы усиления в некотором участке частот. Причинами неравномерности являются реактивные сопротивления, неизбежно имеющиеся в лампах (междуэлектродные емкости), в транзисторах (емкости p—n переходов) или включаемые во внешние цепи.

Одинаковое усиление во всей заданной полосе частот обеспечить невозможно, но это и не требуется, так как снижение усиления на 30% (до 0,7 K_{400}, т. е. на 3 дБ), практически не отражается на художественности звучания (в профессиональной связи — на разборчивости речи), Полосу частот, внутри которой усиление напряжения уменьшается по сравнению с максимумом не более чем в 0,7 раза, называют полосой пропускания усилителя. Обычно в современных приемниках регуляторы тембра позволяют уменьшать полосу пропускания как со стороны нижних, так и со стороны верхних частот, чтобы ослаблять возможные помехи. Подавление верхних частот делает тембр неестественно глухим, а подавление нижних частот — неестественно свистящим.

С увеличением числа каскадом повышается чувствительность усилителя, т. е. его способность воспроизводить слабые сигналы. Но одновременно увеличивается и неравномерность частотной характеристики. Если, например, на нижней частоте характеристика снижается до 0,7 по сравнению

со средним уровнем в одном каскаде, то три таких каскада дадут снижение общей характеристики до $0{,}7^3=0{,}34$ от среднего уровня. Иначе говоря, требования к каждому каскаду строже, чем к усилителю в целом.

Сущность частотных искажений заключается в том, что в составе выходного сигнала соотношение между амплитудами колебаний разных частот получается иным, нежели в составе входного сигнала. Но при усилении может измениться также соотношение фаз отдельных колебаний в составе сигнала, так как фазовые сдвиги зависят от частоты. Такого рода искажения называются фазочастотными или просто **фазовыми**. Для качества звукового воспроизведения сигнала эти искажения не играют роли, так как слух человека не обнаруживает изменений в фазовых соотношениях отдельных звуковых колебаний. Зато при телевизионном приеме фазовые искажения приводят к порче изображения, и с ними приходится считаться.

И частотные, и фазовые искажения можно считать линейными, так как причиной их являются емкости и индуктивности каскада, т. е. элементы, не нарушающие пропорциональности между напряжением и током. Исходные напряжения подбираем так, чтобы лампа или транзистор работали на линейных участках характеристик. Но при увеличении амплитуды сигнала вероятен выход за пределы прямолинейного участка характеристики. В этом случае форма сигнала искажается, как показано, например, на рис. 9.3,*а*. Такого рода искажения называются **нелинейными**. Причиной нелинейных искажений во входной цепи каскада может быть также сеточный или базовый ток, импульсы которого проходят, как мы помним из рис. 8.17, лишь во время воздействия положительного напряжения на сетку.

Периодическое, но несинусоидальное колебание, примером которого служит анодный ток на рис. 9.3,*а*, может быть разложено на ряд синусоидальных колебаний с частотами, кратными основной. Эти составляющие колебания, как известно, называются гармониками несинусоидального процесса. На рис. 9.3,*б* верхняя кривая — несинусоидальное периодическое колебание, нижние кривые — первая и вторая гармоники этого колебания. Если произвести сложение ординат обеих гармоник (с учетом их знаков), то получим верхний график. Искаженная форма анодного тока на рис. 9.3,*а* имеет в своем составе большое число гармоник (теоретически бесконечное число), а также постоянную составляющую (т. е. гармонику «нулевой частоты»).

Итак, математически **нелинейные искажения** можно рассматривать как **образование высших гармоник**, не свойственных первичному сигналу. Практически же эти искажения приводят к снижению художественности музыки или разборчивости речи. Поэтому требование работы на прямолинейном участке динамической характеристики является одним из требований к режиму усилительного каскада. Выполнить это требование в

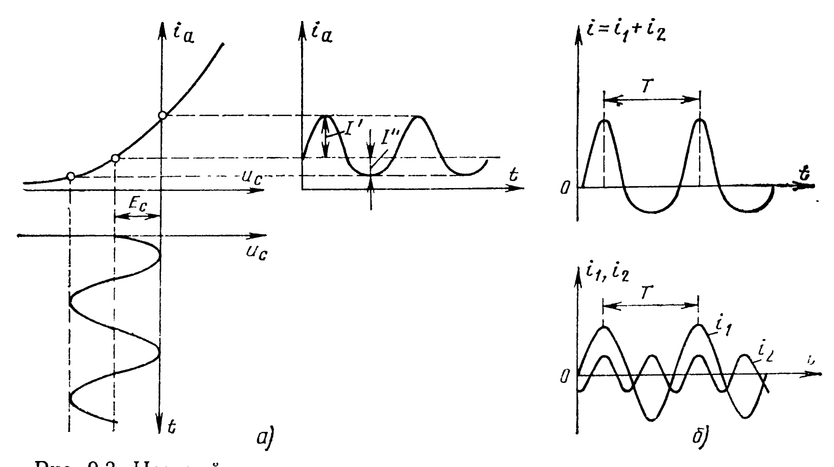


Рис. 9.3 Нелинейные искажения:
а — происхождение искажений; *б* — анализ искаженного колебания

оконечном каскаде сложнее, чем в предварительных, так как на входе оконечного каскада амплитуды больше, чем в предыдущих. Чтобы появление высших гармоник не обнаруживалась на слух, амплитуда наиболее выраженной из них должна быть менее 5% амплитуды основной гармоники; это отношение и служит коэффициентом (мерой) нелинейных искажений.

Криволинейностью характеристик активных усилительных приборов ограничивается также динамический диапазон звука, воспроизводимого после усиления, т. е. превосходство амплитуды самого громкого звука над амплитудой самого тихого. Иногда и в этом отношении ставятся требования к усилительному каскаду, ранее других угрожающему «перегрузкой», т. е. выходом рабочей точки за пределы линейного участка характеристики.

Рабочей точкой мы называем точку на характеристике, соответствующую мгновенному значению входного напряжения, т. е. перемещающуюся по рабочему участку характеристики с изменениями входного напряжения. При нулевом напряжении сигнала рабочая точка находится в «исходном» положении (точка покоя).

Наличие нелинейных участков и своеобразное расположение характеристик разных усилительных приборов вынуждает прибегать к графическому способу определения точки покоя (см. рис. 8.41). При воздействии сильных сигналов соотношения между напряжениями и токами в приборе также носят нелинейный характер (отсутствует пропорциональность), поэтому и для определения переменных составляющих напряжений и токов, а значит, и для нахождения усиления приходится прибегать к помощи графиков. Если же действуют слабые сигналы (не свыше долей вольта), то участки характеристик, по которым перемещается рабочая точка, можно считать прямолинейными. Тогда соотношение переменных токов и напряжений будет выражаться постоянными величинами (например, проводимостями), которые следует называть параметрами усилительного прибора для слабых сигналов.

Мы уже имели дело в гл. 8 с параметрами лампы и с некоторыми параметрами транзистора, которые определялись из семейств характеристик. Но удобнее, оказывается, предложить такие параметры, которые можно было бы измерять непосредственно (так сказать, извне) с помощью обычных измерителей проводимости на переменном токе

Подобные «вторичные» параметры могут быть найдены и для лампы, и для транзистора, т. е. они носят общий характер. Это — так называемые параметры активного четырехполюсника. На рис. 9.1 усилитель был представлен в виде прямоугольника, имеющего два зажима (полюса) на входе и два на выходе. Именно такое изображение усилителя и называется четырехполюсником; а с учетом того, что в усилителе содержатся активные элементы (генераторы переменного тока в виде ламп или транзисторов), такой четырехполюсник называют активным Можно принять единую систему параметров для любого активного четырехполюсника, а затем находить в справочнике их значения для каждого отдельного прибора и пользоваться ими для аналитического расчета усилительного действия.

Примем проводимости в качестве общих параметров. Изобразим усилительный прибор (лампу или транзистор) в виде четырехполюсника (рис. 9.4). Амплитуды его входного тока I_{m1}

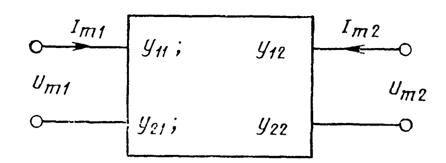


Рис. 9.4. Представление лампы или транзистора активным четырехполюсником

и выходного I_{m2} токов зависят от напряжений — входного U_{m1} и выходного U_{m2}. Физически понятно, что напряжение сигнала является причиной появления переменных токов на входе и выходе. Но и в лампе, и в транзисторе имеется цепь обратной связи (ОС) — в виде емкости анод — сетка (см. рис. 8.18) или проводимости коллектор — база. Через эту цепь выходное напряжение способно влиять на входной ток. Влияние обоих напряжений на входной ток запишем в виде

$$I_{m1} = y_{11} U_{m1} + y_{12} U_{m2}. \qquad (9.8)$$

Здесь проводимость $y_{11}=\Delta i_1/\Delta u_1$ полностью определяет входной ток в случае, когда $U_{m2}=0$, т. е. при короткозамкнутых (для переменного тока) выходных

зажимах. Назовем y_{11} входной проводимостью прибора при короткозамкнутом выходе. Кстати, на рис. 9.1 короткое замыкание будет при $R_н=0$. Легко сообразить, что для лампы, работающей с отрицательным смещением, $y_{11}=j\omega(C_{с.к}+C_{а.с})$. Для транзистора $y_{11}=g_{11}+j\omega C_{11}$, причем на низких частотах преобладает активная проводимость g_{11}. В схеме с общим эмиттером примерно можно назвать для $R_{11}=1/g_{11}$ значение 1000 Ом.

Проводимость $y_{12}=\Delta i_1/\Delta u_2$ полностью определяет входной ток при $U_{m1}=0$, т. е. при короткозамкнутом входе. Ток будет проникать на вход, если приложить к выходным зажимам напряжение U_{m2}. Назовем y_{12} проводимостью обратной связи прибора при короткозамкнутом входе. Очевидно, для лампы $y_{12}=j\omega C_{а.с}$ — чисто емкостная проводимость. Для транзистора обратная связь в кристалле имеет и активную, и емкостную составляющие: $y_{12}=g_{12}+j\omega C_{12}$, но обычно g_{12} величина незначительная в сравнении с g_{11}, и на низких частотах можно считать $y_{12}\approx 0$, а на высоких учитывать лишь емкостную проводимость обратной связи: $y_{12}=j\omega C_{12}$, где C_{12} — доли или единицы пикофарад (в лучших высокочастотных транзисторах при схеме с ОЭ).

Обращаясь к выходному переменному току, выразим его зависимость от обоих напряжений в виде

$$I_{m2}=y_{21}U_{m1}+y_{22}U_{m2}. \qquad (9.9)$$

Здесь проводимость y_{21} полностью определяет выходной ток при $U_{m2}=0$, т. е. при короткозамкнутых по переменному току выходных зажимах. Для лампы, как мы помним, проходная проводимость $y_{21}=\Delta i_2/\Delta u_1$ при короткозамкнутом выходе называется крутизной ($y_{21}=S$). Этот параметр выражает усилительные свойства лампы [см. (8.20)]. Для транзистора с общим эмиттером y_{21} тоже является усилительным параметром, что можно показать следующим образом. Коэффициент передачи тока выражается при короткозамкнутом выходе параметром $h_{21э}$. Поэтому выразим I_{m2} (при $U_{m2}=0$) соотношениями: $I_{m2}=h_{21э}I_{m1}$; $I_{m2}=y_{21}U_{m1}$. Следовательно, $y_{21}=h_{21э}\times\times\frac{I_{m1}}{U_{m1}}\approx h_{21э}g_{11}=S$. Будем называть этот параметр для транзистора с ОЭ тоже крутизной; практически она составляет для радиоприемных транзисторов десятки, реже — сотни миллисименсов.

Наконец, проводимость $y_{22}=\Delta i_2/\Delta u_2$ определяет выходной ток при короткозамкнутом входе (т. е. при $U_{m1}=0$) и называется выходной проводимостью прибора. Для лампы на низких частотах это величина, обратная внутреннему сопротивлению; $y_{22}=g_{22}=1/R_i$ [см. (8.12)]. На высоких частотах может стать заметной проводимость емкости анод — катод, и тогда $y_{22}=1/R_i+j\omega C_{а.к}$. Для транзисторов параметр y_{22} тот же: $y_{22}=g_{22}+j\omega C_{22}=1/R_{вых}+j\omega C_{22}$. В § 8.8 указывалось, что для схемы с ОЭ $R_{вых}$ составляет примерно тысячи ом, т. е. проводимость — десятые доли миллисименса; это — довольно большая проводимость, и на низких частотах в сравнении с ней можно пренебречь проводимостью ωC_{22} выходной емкости.

Итак, для лампы и транзистора можно представить перечисленные «игрек-параметры» с помощью электрических схем (рис. 9.5).

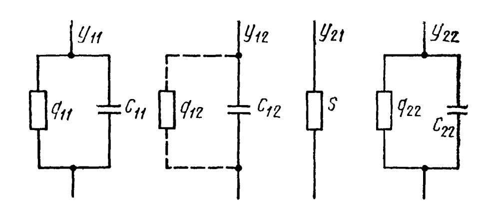


Рис. 9.5. Схемы игрек-параметров лампы и транзистора

Еще раз напомним, что для приемно-усилительных приборов эти величины относятся к включениям с общим катодом и с общим эмиттером. При повышении частоты сигнала игрек-параметры меняются. Основная причина этого — инерционность носителей зарядов. По в лампе она проявляется на сверхвысоких частотах, а в транзисторах — на более низких частотах, так как подвижность носителей зарядов в твердом теле меньше, чем в вакууме. Особенно важно для практики значение крутизны, которая в транзисторах уменьшается с ростом частоты по следующему закону:

$$S_f=\frac{S}{\sqrt{1+(f/f_{гр})^2}},$$

где S_f — крутизна на частоте сигнала f; S — низкочастотное значение крутизны; $f_{гр}$ — «граничная» частота, на которой крутизна падает в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ). Значения $f_{гр}$ для конкрет-

ных транзисторов даются в справочниках, причем рекомендуется применять транзисторы на частотах $f \ll f_{гр}$.

Для переменных токов и напряжений малых сигналов прибор может быть представлен эквивалентной схемой на рис. 9.6, которая соответствует тот факт, что выход данного каскада подключается ко входу следующего каскада (об оконечных речь не идет, так как в них нельзя считать сигналы малыми); включение следующего каскада изображается его входной проводимостью $Y_{вх2}$.

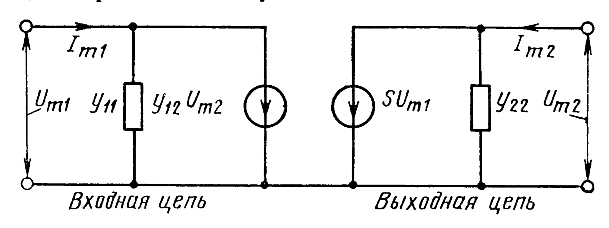


Рис. 9.6. Эквивалентная схема усилительного прибора для малых сигналов

уравнениям (9.8) и (9.9). К входным зажимам приложено напряжение сигнала U_{m1}. Оно создает в выходной цепи генератор усиленного тока SU_{m1}, причем этот ток должен распределяться между внутренней проводимостью прибора y_{22} и нагрузочной проводимостью, образуя на зажимах выхода напряжение U_{m2}. Входная цепь представляет для сигнала проводимость y_{11}. Кроме того, под действием выходного напряжения наводится параллельный входу ток ОС $y_{12}U_{m2}$, который может изменить общий ток при данном сигнале, т. е., говоря языком эквивалентной схемы, может изменить входную проводимость.

Переходя от эквивалентной схемы прибора к эквивалентной схеме каскада, рассмотрим сначала выходную цепь. На рис. 8.15 мы уже встречали схематическое представление выходной цепи с генератором тока; в более общем виде та же цепь представлена на рис. 9.7,*а*. Здесь в выходную цепь включена некоторая нагрузочная проводимость $Y_н$, определяющая наименование каскада (резистивный, дроссельный и т. д.). Кроме того, учтен

Из закона Ома следует, что выходное напряжение равно току генератора, деленному на полную проводимость, т. е. $U_{m2}=SU_{m1}/Y_{общ}$, где $Y_{общ}=1/Z_{общ}$ — модуль комплексной суммы проводимостей всех ветвей нашей схемы. Значит, **коэффициент усиления напряжения**

$$K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{S}{Y_{общ}} = SZ_{общ} \,. \qquad (9.10)$$

Это выражение справедливо и для лампового и для транзисторного каскадов.

Но нельзя ограничиться только анализом выходной цепи каскада. Мы должны рассмотреть и входную цепь по двум причинам: во-первых, общую входную проводимость $Y_{вх2}$ следующего каскада необходимо знать, чтобы вычислить коэффициент усиления напряжения, так как эта проводимость участвует в общей проводимости $Y_{общ}$; во-вторых, чтобы вычислить коэффициент усиления мощности, необходимо знать входную проводимость данного (рассчитываемого) каскада. Схема входной цепи, показанная на рис. 9.6 слева, позволяет выразить входную про-

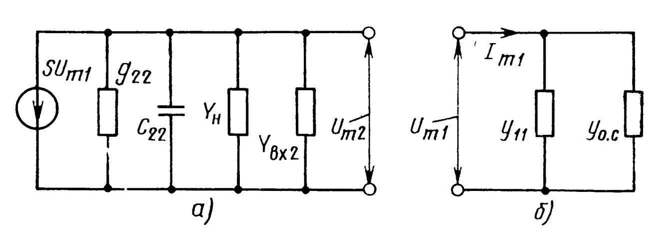


Рис. 9.7. Эквиваленты цепей усилительного каскада: *а* — выходной цепи; *б* — входной цепи

водимость путем деления входного тока на входное напряжение. С учетом формулы (9.8) получим следующее значение:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{I_{m1}}{U_{m1}} = y_{11} + $$

$$+ y_{12}\frac{U_{m2}}{U_{m1}} = y_{11} + y_{12}K = y_{11} + y_{\text{о.с}}. \quad (9.11)$$

Действие генератора тока обратной связи (ОС) оказалось эквивалентным подключению второй ветви проводимости, которую мы назвали ветвью проводимости обратной связи: $y_{\text{о с}} = y_{12}K$ (рис. 9.7,*б*). Это действие впервые исследовалось В. И. Сифоровым в 1930 г.

Пусть имеется ламповый усилительный каскад с чисто резистивной проводимостью выходной цепи $Y_{\text{общ}} = G_{\text{общ}}$. Его коэффициент усиления $K = S/G_{\text{общ}}$. Входная проводимость лампы $y_{11} = j\omega(C_{\text{с к}} + C_{\text{а с}})$, а проводимость ОС $y_{12} = j\omega C_{\text{а с}}$. Следовательно, $y_{\text{вх}} = y_{11} + y_{12}K = j\omega(C_{\text{с к}} + C_{\text{а с}} + C_{\text{а с}}K)$. Проводимость оказалась чисто емкостной, т. е. действие ОС эквивалентно увеличению входной емкости каскада до значения

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{с.к}} + C_{\text{а.с}}(1 + K). \quad (9.12)$$

Для пентода добавок $C_{\text{а с}}K$ обычно невелик, поскольку сама емкость $C_{\text{а с}}$ очень мала; для триода добавок может быть в несколько раз больше, чем $C_{\text{с к}} + C_{\text{а с}}$. Это отражается на реактивных свойствах предыдущего каскада.

Теперь возьмем транзисторный усилитель с чисто резистивной проводимостью выходной цепи. Его входная проводимость $y_{\text{вх}} = y_{11} + y_{12}K = g_{11} + j\omega C_{11} + g_{12}K + j\omega C_{12}K$, т. е. возрастут и активная, и емкостная проводимости между входными зажимами:

$$g_{\text{вх}} = g_{11} + g_{12}K;$$
$$C_{\text{вх}} = C_{11} + C_{12}K. \quad (9.13)$$

Но если $g_{12} \ll g_{11}$, то практически заметно увеличивается за счет внутренней ОС лишь входная емкость.

Для усилителей низкой частоты можно ограничиться изложенными сведениями о влиянии внутренней ОС При изучении же резонансных усилителей к вопросу о влиянии внутренней ОС еще придется вернуться.

Из общих сведений об усилителях необходимо упомянуть о выборе исходных режимов приборов в усилительных каскадах. Для лампового каскада на рис. 8.21 были показаны способы подачи напряжения на экранирующую сетку от источника анодного питания. Но исходное смещение на первую сетку также создается анодным источником. Питание лампы резистивного каскада изображается полностью на рис. 9.8.

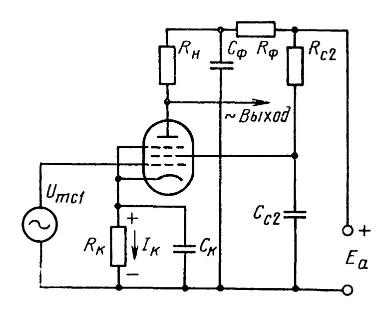


Рис. 9.8. Схема питания усилительного каскада на пентоде

В анодную цепь кроме нагрузочного резистора $R_н$ включено также небольшое (порядка тысяч ом) сопротивление — резистор $R_ф$, шунтируемый большим (до микрофарады) конденсатором $C_ф$. Это — «фильтр развязки», цель которого — направить переменную составляющую анодного тока через конденсатор $C_ф$ непосредственно на катод лампы, воспрепятствовав с помощью резистора $R_ф$ прохождению переменного тока сигнала через источник питания $E_а$, который является общим для всех каскадов (примерно 100—200 В). При отсутствии фильтра переменное напряжение, создаваемое током данного каскада на внутреннем сопротивлении источника питания, является напряжением обратной связи для предыдущих каскадов и может изменить их входные проводимости в нежелательную сторону, ухудшая показатели усилителя в целом. Отсюда ясно, что включение фильтров развязки особенно необходимо в усилителях с несколькими каскадами. В дальнейшем на схемах отдельных каскадов они показаны не будут, но о них следует помнить при составлении реальных схем.

Смещающее напряжение на первую сетку создается катодным током $I_к$, проходящим сверху вниз (рис. 9.8) через катодный резистор $R_к$ (обычно около тысячи ом). Падение напряжения $E_{с1} = I_к R_к = (I_а + I_{с2})R_к$ яв-

ляется для первой сетки **отрицательным** по отношению к катоду. Если необходимо, например, создать смещение $E_{c1}=3$ В при катодном токе $I_к=2$ мА, то потребуется $R_к=E_{c1}/I_к=1500$ Ом. Конечно, на катодном сопротивлении (резисторе) падает небольшая доля питающего напряжения. Напряжение покоя анод — катод остается

$$U_{a0}=E_a-I_a R_н-I_a R_ф-I_к R_к, \quad (9.14)$$

а напряжение на экранирующей сетке $U_{c2}=E_a-I_{c2}R_{c2}$ и E_{c1}.

Именно величинами U_{a0}, U_{c2} и E_{c1} определяется положение точки покоя в семействе характеристик лампы.

Смещающий резистор $R_к$ шунтируется конденсатором $C_к$ большой емкости (микрофарады). Этот конденсатор должен иметь малое (по сравнению с $R_к$) сопротивление $1/\omega C_к$ для нижних частот сигнала, чтобы замкнуть переменный ток практически накоротко и не создавать на зажимах $R_к$ переменного напряжения. Легко понять необходимость такого конденсатора, поскольку повышение положительного напряжения сигнала на сетке повышает катодный ток и тем самым увеличивает отрицательное смещение; значит, переменное напряжение смещения действовало бы в противофазе с напряжением сигнала, т. е. ослабляло бы полезное входное напряжение. Большие емкости $C_к$ на каждый каскад нередко занимают заметную часть объема усилителя (электролитические конденсаторы), а в миниатюрном твердом исполнении такие конденсаторы сравнительно дороги.

Для транзистора в усилительном каскаде питание также осуществляется от общего источника $E_к$ (примерно 6—20 В). Простейшая схема питания изображена на рис. 9.9,*а*. Здесь резистор $R_н$ — нагрузочное сопротивление цепи коллектора, а $R_ф$ и $C_ф$ — элементы фильтра развязки, необходимые в многокаскадных усилителях. Подача исходного отрицательного (для транзистора *p—n—p*) напряжения на базу по отношению к эмиттеру осуществляется через резистор R_1, включаемый между базой и минусом источника $E_к$. Выбрав постоянный ток базы $I_{КБО}$ (см. рис. 8.41) и определив соответствующее отрицательное смещение на базе относительно эмиттера $U_{БЭО}$, найдем сопротивление «гасящего» резистора R_1 из соотношения

$$R_1=\frac{E_к-U_{БЭО}}{I_Б}\approx\frac{E_к}{I_Б},$$

так как $U_{БЭО} \ll E_к$. Напряжение коллектор — эмиттер

$$U_{КЭО}\approx E_К-I_{КБО}\,(R_н+R_ф). \quad (9.15)$$

Емкость конденсатора $C_р$ предохраняет источник переменного напряжения сигнала (т. е. выход предыдущего каскада) от воздействия постоянного напряжения. В транзисторных каскадах на нижних частотах эта емкость должна иметь сопротивление значительно меньшее в сравнении с входным сопротивлением каскада, поэтому емкость конденсатора $C_р$ иногда превышает десяток микрофарад.

Простейшая схема питания транзистора не обеспечивает **устойчивости** точки покоя и постоянства параметров прибора **при изменениях температуры**. С повышением температуры нарушаются ковалентные связи атомов в кристалле и, следовательно, возрастает число свободных носителей зарядов, т. е. увеличиваются токи через *p—n* переходы. Температурные перемещения характеристик в координатной плоскости — это существенный недостаток транзисторов вообще, а схем с ОЭ в особенности. Поэтому схема на рис. 9.9,*а* может быть принята только для приборов, работающих в условиях

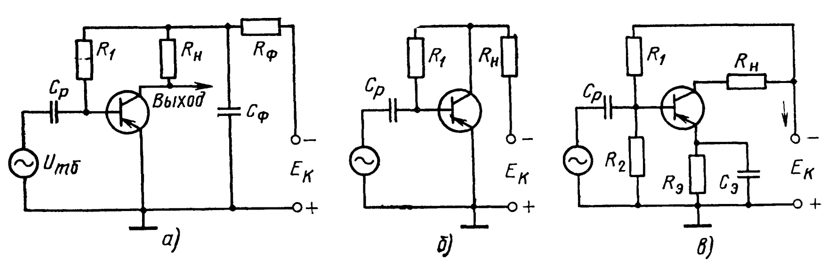


Рис. 9.9. Схемы питания транзисторных усилительных каскадов:
а — без температурной стабилизации; *б* — с коллекторной стабилизацией; *в* — с эмиттерной стабилизацией и делителем напряжения

постоянства температуры (например, в комнатных приемниках).

Борьба за температурную стабильность — задача технологии полупроводниковых приборов. Однако содействовать повышению стабильности можно и при разработке аппаратуры путем выбора схемы, которая обеспечивает постоянство исходного режима. Разумеется, схемная стабилизация не устраняет температурных влияний на параметры транзистора.

Простейший способ стабилизации исходного режима в каскаде с ОЭ показан на рис. 9.9,*б*. Этот способ называется коллекторной стабилизацией. По сравнению с прежней схемой здесь произведен перенос резистора R_1 от источника питания к коллектору (конечно, с выбором заново сопротивления этого резистора). Физический смысл коллекторной стабилизации заключается в следующем: если при повышении температуры возрастает ток в цепи коллектора, то увеличится падение постоянного напряжения на резисторе $R_н$, а напряжение $U_К$ уменьшится. Это вызовет уменьшение отрицательного напряжения на базе по отношению к эмиттеру, т. е. снижение постоянного тока базы $I_Б$, что, в свою очередь, приведет к снижению тока коллектора, т. е. ограничит результат нагревания. Такая взаимосвязь называется противосвязью по постоянному току. Однако резистор R_1 между коллектором и базой увеличивает ОС и по переменному току, уже имеющуюся внутри прибора через проводимость g_{12}; эта связь, как мы видели, повышает входную проводимость, т. е. ослабляет действие сигнала.

Часто в усилительных и генераторных каскадах применяется иная схема питания и стабилизации, показанная на рис. 9.9,*в*. Ее называют условно схемой эмиттерной стабилизации. В ней для питания базы к зажимам источника $E_К$ подключен делитель напряжения R_1R_2, постоянный ток через который должен быть приблизительно в 5 раз больше исходного тока базы, выбранного для транзистора. Тогда смещение в цепи базы окажется приблизительно равным падению напряжения на резисторе R_2 и будет достаточно стабильным. Однако при изменении температуры могут изменяться и токи в цепях эмиттера и коллектора, что нежелательно. Для их стабилизации в цепь эмиттера включают резистор $R_э$; на этом сопротивлении создается дополнительное смещение между базой и эмиттером, действующее противоположно напряжению, выделенному на сопротивлении R_2, что видно из направлений токов. И если ток эмиттера возрастет, то падение напряжения на сопротивлении $R_э$ увеличится, а отрицательное смещение на базе уменьшится, что приведет к снижению токов эмиттера и коллектора. Для устранения ОС по переменному току стабилизирующий резистор $R_э$ блокируется конденсатором $C_э$ большой емкости (не менее десятка микрофарад).

Расчет емкости конденсатора $C_э$ аналогичен расчету емкости $C_к$ в ламповой схеме (см. рис. 9.8). Сопротивление $R_э$ с точки зрения стабилизации желательно иметь значительным, но оно ограничивается допустимой потерей питающего напряжения $\Delta U_Э = I_{ЭБО} R_э$, а поэтому не превышает нескольких килоом. Следует учесть еще одну особенность этой схемы: для входного переменного напряжения резисторы R_1 и R_2 оказываются включенными параллельно (на общую точку схемы), если связь с предыдущим каскадом осуществляется непосредственно через разделительную емкость $C_р$. Такой шунт увеличивает входную проводимость каскада, что невыгодно. При индуктивной связи, как увидим позднее, шунтирования можно избежать.

9.3. УСИЛИТЕЛИ МАЛЫХ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

При пояснении принципов усиления с помощью ламп или транзисторов были использованы схемы с резистором $R_н$ в роли нагрузки выходной цепи. Резистивные каскады широко применяют для усиления малых сигналов Рассмотрим работу таких каскадов подробнее. На рис. 9.10,*а* дана схема лампового, а на рис. 9.10,*б* — транзисторного резистивного каскада (фильтры развязки в обеих схемах представлены лишь конденсаторами $C_ф$, пропускающими токи сигналов мимо источника питания).

Ламповый каскад предназначен для усиления напряжения сигнала: усиленное напряжение должно воздействовать на вход следующего каскада и управлять его работой (данный каскад имеет лампу $Л_1$, следующий — лампу $Л_2$). Об усилении мощности здесь говорить не приходится, так как, во-пер-

вых, цепи сеток работают без расхода мощности, а во-вторых, мощность, расходуемая в резисторе $R_н$, сама по себе не является полезной.

Лампа $Л_1$ — пентод, но в резистивном каскаде может применяться и триод. Все детали питания и нагрузки нам уже известны (см. рис 9 8), за исключением конденсатора $C_р$ и резистора $R_с$. Входное напряжение U_{m1} подается от генератора сигнала *ГС* на управляющую сетку лампы $Л_1$. Усиленное напряжение возникает на резисторе $R_н$, включенном в анодную цепь лампы $Л_1$. Но для того чтобы переменное напряжение с резистора $R_н$ воздействовало на управляющую сетку следующей лампы, а постоянное напряжение анодной батареи не попадало в цепь этой сетки, между выходом данного и входом следующего каскада ставится разделительный конденсатор $C_р$ емкостью в десятки тысяч пикофарад. Этот конденсатор должен обладать высоким сопротивлением изоляции для постоянного тока. Наличие разделительного конденсатора делает необходимым включение от сетки на катод резистора $R_с$. во-первых, через этот резистор подается с нижнего зажима резистора $R_к$ на управляющую сетку лампы $Л_2$ отрицательное постоянное напряжение смещения; во-вторых, электроны, попадающие с катода лампы $Л_2$ на ее управляющую сетку и способные образовать на ней отрицательный заряд, который может запереть лампу, стекают через резистор $R_с$ на катод. Поэтому резистор $R_с$ (сопротивлением сотни килоом и больше) называется иногда сопротивлением сеточной утечки (более грубо, просто «утечкой»)

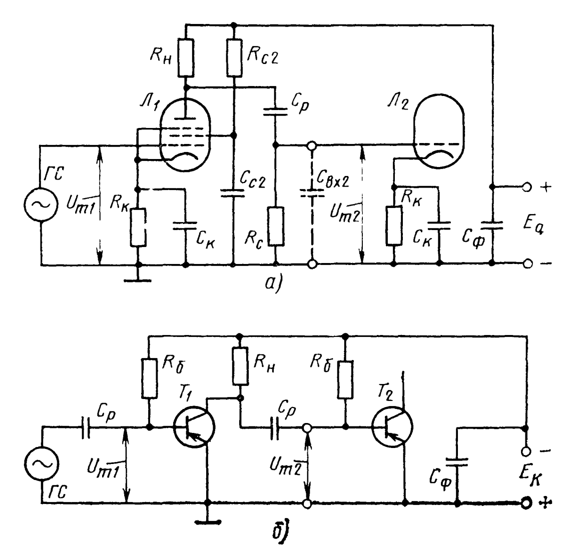


Рис 9 10. Резистивные усилительные каскады· *а* — ламповый; *б* — транзисторный

Так составляется схема каскада предварительного усиления (усиления напряжения) на резисторах с применением электронной лампы. Следует еще учесть, что выходные зажимы нашего каскада шунтируются входной емкостью $C_{вх2}$ следующего каскада. Обычно эта емкость исчисляется десятками пикофарад (с учетом емкости сетка — катод, емкости между монтажными проводами и емкости деталей на корпус усилителя). К той же емкости $C_{вх2}$ следует отнести и выходную емкость лампы $Л_1$, шунтирующую сопротивление резистора $R_н$ (см. ниже).

Транзисторный каскад собран по схеме с ОЭ на транзисторе T_1. Он получает от генератора сигнала (*ГС*) напряжение на базу U_{m1}. Смещения на базы данного и следующего транзисторов подаются через резисторы $R_б$. Нагрузочный резистор $R_н$ включен в цепь коллектора, с его зажима снимается переменное выходное напряжение U_{m2} через разделительный конденсатор $C_р$. Полезным потребителем энергии сигна-

ла является входное сопротивление транзистора T_2 следующего каскада. Здесь можно говорить об усилении напряжения, тока и мощности.

Для лампового и транзисторного каскадов эквивалентная схема выходной цепи с учетом входа следующего каскада соответствует схеме на рис. 9.7, но она должна быть детализирована, после чего можно обсуждать выбор параметров элементов для лампы или транзистора. Общая эквивалентная схема для переменных токов и напряжений представлена на рис. 9.11. Напомним, что ветвь проводимости $1/R_н$ включена параллельно выходу, так как по переменному току нижний конец резистора $R_н$ соединен практически накоротко с общей точкой через емкость конденсатора $C_ф$. Напомним также, что усиление напряжения согласно формуле (9.10) $K=S/Y_{общ}$ окажется тем больше, чем меньше общая проводимость, равная сумме проводимостей всех ветвей.

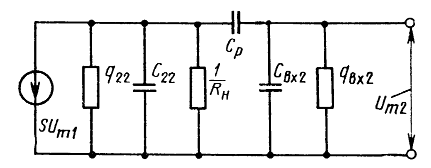


Рис. 9.11. Эквивалентная схема резистивного каскада

Рассмотрим выбор элементов для ламповой схемы. В резистивном каскаде может быть применен как пентод, так и триод. При одинаковом значении крутизны пентод выгоден из-за меньшей выходной проводимости ($g_{22}=1/R_i$); триод выгоден линейностью и равномерным расположением своих характеристик (см. рис. 8.14), а также меньшей стоимостью. Что касается входа следующего каскада, то согласно формуле (9.12) емкость $C_{вх2}=C_{с\,к2}+C_{а\,с2}(1+K_2)$, где $C_{с\,к2}$, $C_{а\,с2}$ и K_2 относятся к следующему каскаду. Емкость $C_{вх2}$ составляет единицы или десятки пикофарад. Проводимость входа лампы $g_{11}=0$, а потому $g_{вх2}\approx 1/R_с$, где $R_с$ — сопротивление утечки, показанное на рис. 9.10,*а* и имеющее значение около мегома.

Разделительная емкость конденсатора $C_р$, как мы указывали, должна быть достаточно велика; ее сопротивление $1/\omega C_р$ уже на средних частотах звуковой полосы (примерно 400—1000 Гц) будет столь мало, что участок $C_р$ можно считать замкнутым накоротко. Выходную емкость лампы $Л_1$ следует при этом полагать соединенной параллельно с входной емкостью следующего каскада, и общая емкостная ветвь будет $C_2=C_{22}+C_{вх2}$. Проводимость $\omega_{ср}C_2$ на средних (а тем более на нижних) частотах ничтожна в сравнении с активными проводимостями, а потому на этих частотах справедливо считать емкость C_2 отсутствующей (равной нулю).

Итак, для средних звуковых частот в эквивалентной схеме на рис. 9.11 проводимость оказывается чисто активной. $Y_{общ}=G_{общ}=1/R_i+1/R_н+1/R_с$; усиление при этом

$$K_{ср}=S/G_{общ}. \qquad (9.16)$$

Именно это усиление показано на среднем участке частотной характеристики рис. 9.2. Чтобы при данных R_i и $R_с$ усиление было больше, желательно и $R_н$ брать возможно большим. Но из формулы (9.14) мы знаем, что при этом понижается исходное напряжение на аноде $U_{а0}$ и рабочая точка может оказаться на участке анодно-сеточной характеристики с пониженной крутизной; вместо повышения получится снижение коэффициента усиления K. Практически выбирают для триодов $R_н\leqslant 3R_i$, т. е. единицы или десятки килоом. Для пентодов $R_н$ берется тех же порядков, т. е. оно оказывается гораздо меньше, чем R_i пентода. Как мы увидим, даже для верхней частоты необходимо иметь активную проводимость не меньше параллельной емкостной проводимости.

В области нижних частот часть напряжения сигнала, создаваемого переменным анодным током на сопротивлении резистора $R_н$, бесполезно тратится на сопротивлении разделительной емкости, и выходное напряжение снижается. Это иллюстрируется западанием частотной характеристики (рис. 9.2) в области нижних частот. Если допускается западание характеристики на нижней частоте $\omega_н$ не более 3 дБ (т. е. до 0,7 максимального усиления), то емкость разделительного конденсатора $C_р$ следует выбирать из соотношения

$$C_р \geqslant \frac{1}{\omega_н(R_н+R_с)}. \qquad (9.17)$$

В области верхних частот также возможен спад усиления, что и было показано на рис. 9.2. Причина этого — увеличение проводимости суммарной параллельной емкости C_2, которая по-

вышает общую проводимость $Y_{общ}$ и тем самым снижает усиление согласно формуле (9.16). Поэтому необходимо проверить, достаточно ли велика активная проводимость $G_{общ}$, чтобы западание на верхних частотах не превысило допустимого. Допуск на верхней граничной частоте западания не более 3 дБ, мы должны иметь

$$G_{общ} \geqslant \omega_в C_2. \qquad (9.18)$$

Если это соотношение не выполняется, то необходимо уменьшить сопротивление резистора $R_н$, тем самым жертвуя усилением на средних частотах.

Если в отличие от схемы на рис. 9.10,*б* второй каскад выполнен по схеме с ОБ, то условия усиления напряжения для данного каскада значительно ухудшаются, так как входное сопротивление каскада с ОБ очень мало (например, 20—30 Ом), но получить удовлетворительное усиление тока возможно. Если же сочетание «высокоомного» выхода каскада с «низкоомным» потребителем затрудняет реализацию усилительных свойств транзистора в схеме с ОЭ, то имеется возможность включить между источником сигнала и потребителем промежуточный согласующий каскад, выполненный по схеме с общим коллектором — ОК (рис. 9.12). В этой схеме источник сигнала включается в цепь базы, потребитель (резистор $R_н$) — в цепь эмиттера, а коллектор соединяется непосредственно с общей точкой схемы. Питание цепей базы и коллектора показано от разных источников, но удобнее их питать от одного источника, так как знаки напряжений на базе и коллекторе одинаковы.

Не вникая подробнее в физические процессы, характерные для этой схемы, скажем лишь, что она имеет большое входное сопротивление (сотни тысяч ом) и малое выходное (десятки и сотни ом).

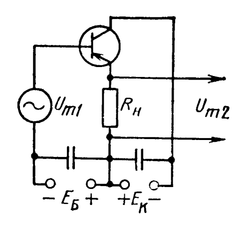


Рис. 9.12. Согласующий каскад на транзисторе по схеме с ОК

Следовательно, в роли согласующего каскада схема с ОК уместна. Эта схема обеспечивает усиление по току почти в $h_{21Э}$ раз благодаря превосходству тока эмиттера, питающего нагрузку $R_н$, над током базы, но она ослабляет напряжение сигнала, т. е. дает $K<1$. Причиной такого соотношения является ОС, т. е. воздействие выходного тока через резистор $R_н$ на вход, о чем будет сказано в специальном разделе.

На этом мы закончим описание усилителей малых сигналов звуковой частоты. Встречаются и другие (не резистивные) схемы таких каскадов, например трансформаторные, но их применяют преимущественно в выходных и предвыходных каскадах усилителей. С резистивными каскадами мы снова встретимся в широкополосных усилителях.

9.4. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Выходные (оконечные) каскады в радиовещательных приемниках и в звуковых трактах телевизоров предназначены для отдачи необходимой мощности сигнала громкоговорителю или группе громкоговорителей. Эта мощность должна отдаваться выходным каскадам при возможно меньшем расходе энергии источнков питания и допустимых значениях искажений. Для того чтобы дать представление о свойствах потребителей мощности низкой частоты, скажем несколько слов о громкоговорителях.

Наиболее распространенным типом громкоговорителя (по принципу действия) является электродинамический громкоговоритель, основанный на механическом взаимодействии проводника, несущего ток, с полем постоянного магнита. Его магнитная система представляет собой сильный постоянный магнит с кольцеобразным воздушным зазором. В воздушном зазоре расположена так называемая «звуковая» катушка (к ее зажимам с выхода усилителя подводится ток сигнала звуковой частоты), скрепленная с диффузором (отлитым из бумажной массы). Диффузор имеет форму круглого или эллиптического конуса. В пределах упругости креплений катушка вместе с

диффузором может совершать перемещения вправо и влево, не касаясь полюса магнитной системы. Именно такие колебания и совершает упругая система за счет взаимодействия постоянного и переменного магнитных полей при прохождении переменного тока по виткам звуковой катушки. Диффузор излучает в пространство звуковые волны.

Потребителем энергии для выходного каскада усилителя служит звуковая катушка громкоговорителя, совершающая движения. Активное сопротивление ее с учетом преобразования электрической энергии в звуковую обычно составляет единицы ом (реже до сотен ом). Такое сопротивление потребителя обычно отличается от выходного сопротивления лампы или транзистора. Для того чтобы усилительный каскад получил необходимое сопротивление нагрузки, громкоговоритель включают через трансформатор. В том случае, когда приемник имеет два громкоговорителя ($Гр_2$— на более высокие частоты, а $Гр_1$ — на более низкие), их включают в общий трансформатор *Тр* через фильтры верхних (L_2C_2) и нижних (L_1C_1) частот соответственно (рис. 9.13).

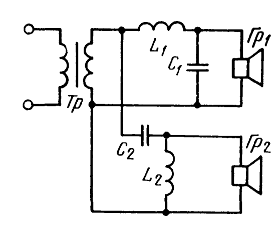


Рис. 9.13. Включение двух громкоговорителей на разные полосы частот

Итак, мы переходим к оконечному каскаду с включением активного нагрузочного сопротивления через трансформатор. Схема такого каскада на лучевом тетроде изображена на рис. 9.14,*а*. На вход воздействует переменное напряжение с амплитудой U_{m1} с зажимов предыдущего (предвыходного) каскада. Лампа ставится в режим работы без сеточных токов путем выбора соответствующего «катодного» смещения на управляющую сетку (резистор $R_к$). В цепь анода включена первичная обмотка *I* трансформатора *Тр;* во вторичную обмотку *II* включено сопротивление *R* громкоговорителя. Напряжение на экранирующую сетку лампы взято непосредственно от источника анодного питания $E_а$, что допустимо в выходных каскадах на лучевых тетродах и пентодах.

Эквивалентная схема нашего каскада для переменных составляющих анодного тока представлена упрощенно на рис. 9.14,*б*. Здесь $R_н$ — активное сопротивление громкоговорителя, пересчитанное в первичную цепь трансформатора. «Пересчитать» сопротивление *R*, включенное фактически во вторичную обмотку, или, иначе говоря, «привести» это сопротивление к первичной цепи трансформатора — значит найти такое сопротивление $R_н$, которое при включении в первичную цепь потребляло бы ту же мощность, какая отдается громкоговорителю. Так как напряжения на первичной и вторичной обмотках U_{m1} и U_{m2} пропорциональны числам витков w_1 и w_2 в обмотках, т. е. их отношение равно коэффициенту трансформации *n*,

$$\frac{U_{m\,1}}{U_{m\,2}} = \frac{w_1}{w_2} = n, \tag{9.19}$$

а токи в обмотках обратно пропорциональны числам витков

$$\frac{I_{m\,1}}{I_{m\,2}} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{n}, \tag{9.20}$$

то «приведенное» сопротивление

$$R_н = \frac{U_{m\,1}}{I_{m\,1}} = \frac{U_{m\,2}\,n}{I_{m\,2}/n} =$$

$$= n^2\,\frac{U_{m\,2}}{I_{m\,2}} = Rn^2. \tag{9.21}$$

Индуктивность же L_1, включенная в схеме параллельно сопротивлению $R_н$,

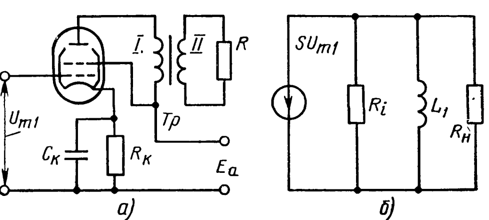


Рис. 9.14. Выходной каскад на лучевом тетроде с трансформаторным включением громкоговорителя:
а — схема каскада; *б* — эквивалентная схема анодной цепи для переменного тока

представляет собой индуктивность первичной обмотки трансформатора при разрыве вторичной цепи (индуктивность «холостого хода»). Наличие индуктивной ветви с сопротивлением $X=\omega L_1$ делает усиление схемы зависящим от частоты сигнала, так как с понижением частоты возрастает ток, бесполезно ответвляющийся через индуктивность. Чтобы практически устранить эту частотную зависимость, достаточно выбрать такое значение индуктивности L_1, чтобы даже на низшей из усиливаемых частот $f_н$ ее сопротивление было больше, чем «приведенное» значение $R_н$: $2\pi f_н L_1 > R_н$. Если такое условие выполнено, то в схеме на рис. 9.14,*б* наличием индуктивной ветви можно пренебречь и считать, что лампа работает только на сопротивление $R_н$.

Если выбраны нижняя частота $f_н$ (ее нормы мы указывали в § 9.1) и сопротивление $R_н$, то можно определить необходимую индуктивность L_1 первичной обмотки трансформатора. Выбирая объем ферромагнитного сердечника и сечение провода обмотки такими, чтобы потери на нагревание самого трансформатора не превосходили одного-двух десятков процентов от полезной мощности, можно рассчитать число первичных витков w_1, обеспечивающее найденную индуктивность L_1 (обычно получается несколько тысяч витков тонкого провода).

Далее по выбранному приведенному сопротивлению нагрузки $R_н$ и по известному сопротивлению громкоговорителя R вычисляют нужный коэффициент трансформации n. Из формулы (9.21)

$$n=\sqrt{R_н/R}. \qquad (9.22)$$

Как уже было сказано, обычно $R<R_н$, т. е. трансформатор должен быть по напряжению понижающим, а по току повышающим ($n>1$). Число витков вторичной обмотки определится из соотношения

$$w_2=w_1/n. \qquad (9.23)$$

Сечение провода вторичной обмотки выбирают с учетом на значение вторичного тока, и оно может быть больше, чем сечение первичного провода.

Транзистор также может быть применен в выходном каскаде усилителя. Но следует учитывать, что в мощных каскадах транзисторы требуют специального ребристого радиатора для увеличения теплоотдачи: без радиатора транзистор уже при небольшой мощности, теряемой в его *p—n* переходах, может нагреться до температуры, превышающей допустимую.

В выходном каскаде транзистор включают либо по схеме с ОБ, либо по схеме с ОЭ. Включение с ОБ выгоднее в том отношении, что заданная мощность выделяется в громкоговорителе при меньших нелинейных искажениях: это можно объяснить большей прямолинейностью входных и выходных характеристик (см. рис. 8.41 и 8.39). Но включение по схеме с ОЭ обеспечивает заданную мощность при меньших амплитудах колебаний на входе (или при меньшей «раскачке»). Остановимся на схеме с ОЭ по тем соображениям, что она применяется очень часто в «двухтактном» варианте, о котором будет сказано ниже. Этот вариант позволяет уменьшить на выходе нелинейные искажения путем взаимной компенсации гармоник.

Схема выходного каскада с ОЭ, с эмиттерной стабилизацией исходного режима и с трансформаторным выходом представлена на рис. 9.15,*а*. Эта схема не требует пояснений. На рис. 9.15,*б* даются выходные характеристики конкретного мощного транзистора. Особенностью этих характеристик по сравнению с характеристиками на рис. 9.39 является только то, что для каждой из них фиксировалось напряжение на базе (относительно общей точки), а не ток базы. Принципиальной же разницы в них нет.

На семействе характеристик определяем точку *m* исходного режима. Полагая, что напряжение источника питания $E_К=12$ В, и пренебрегая (с известной погрешностью) сопротивлением первичной обмотки трансформатора для постоянного тока, ищем точку *m* на вертикали, соответствующей $E_К=12$ В (разумеется, в транзисторе *p-n-p* это напряжение отрицательно). Если допустимая мощность рассеяния в транзисторе составляет, например, $P_{К\,макс}=6$ Вт, то мы должны ограничить ток коллектора значением $I_{КБО}\leqslant P_{К\,макс}/E_К=6/12=0{,}5$ А. Остановимся на значении $I_{КБО}=0{,}4$ А, определив тем самым положение точки *m* и, следовательно, потребляемую мощность питания каскада: $P_0=I_{КБО}E_К=0{,}4\cdot12=4{,}8$ Вт.

Теперь определим нагрузочное сопротивление цепи коллектора. Для этого проведем через точку *m* динамическую характеристику в виде наклонной прямой, которая опиралась бы нижним концом на характеристику, соответст-

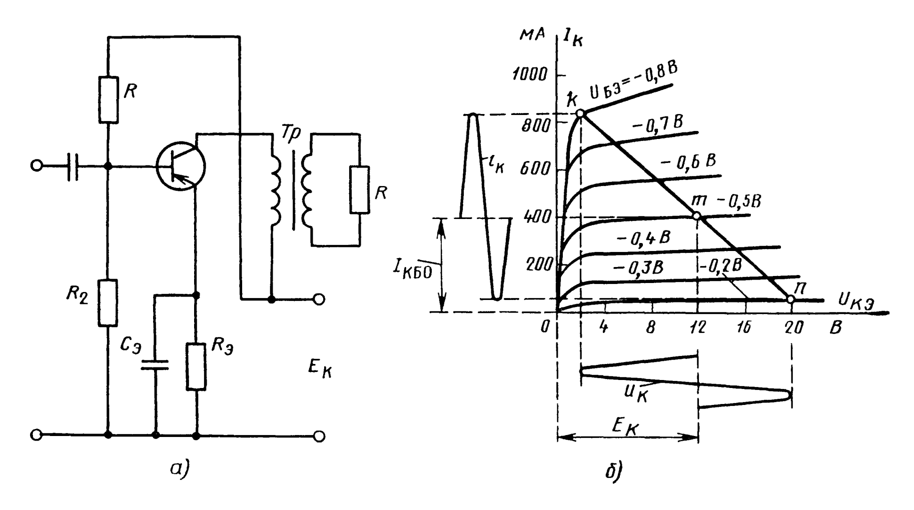


Рис 9.15. Выходной каскад на транзисторе по схеме с ОЭ:
а — схема каскада; *б* — работа цепи коллектора

вующую минимальному (неуправляемому) току коллектора (точка *п*), а верхним концом — на точку сгиба статической характеристики (точка *k*); при этом отрезки *km* и *mn* по возможности должны быть равны. Можно утверждать, что при изменениях напряжения на базе в пределах от —0,8 до —0,2 В, т. е. при амплитуде входного напряжения $U_{m1}=0{,}3$ В, будет достигнуто хорошее использование выходного каскада. Очень приближенно полезная мощность

$$P = \frac{U_{\text{К}\,m}\,I_{\text{К}\,m}}{2} \approx \frac{9 \cdot 400 \cdot 10^{-3}}{2} =$$

$$= 1{,}8 \text{ Вт}^{*}.$$

Но неравенство отрезков *km* и *mn* (причиной которого оказывается нестрогая параллельность реальных статических характеристик) приводит к нелинейным искажениям, которые можно наблюдать на развернутых во времени изменениях тока коллектора $i_{\text{К}}$ и напряжения на коллекторе $u_{\text{К}}$.

Что касается выгодного сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, то в данном примере она составляет лишь около 20 Ом. Таким образом, коэффициент трансформации не будет сильно отличаться от единицы. Более того, иногда оказывается возможным включать электродинамический громкоговоритель в цепь коллектора вовсе без трансформатора. «Низкоомная» нагрузка характерна для мощных транзисторов, так как в них при низких коллекторных напряжениях значительная полезная мощность получается за счет больших токов.

Описанные виды выходных каскадов, работающие в режиме А, можно назвать «однотактными» каскадами в отличие от «двухтактных», о которых мы будем говорить дальше. Мощность, которую способны отдать потребителю лампа или транзистор при допустимых искажениях, может оказаться недостаточной. Тогда, желая сохранить тип электронного прибора, можно включить две лампы или два транзистора параллельно между собой, соединив накоротко их одинаковые электроды. При этом, разумеется, выбор деталей схем будет иным, но по-прежнему придется обеспечивать режим А. Значительно выгоднее при использовании в одном каскаде двух ламп или двух транзисторов включить их по двухтактной схеме, так как в этом случае возможна взаимная компенсация искажений.

Двухтактные схемы выходных каскадов с применением ламп (в данном случае триодов) и транзисторов показаны на рис. 9.16. В связи с тем, что сущность работы обеих схем одинакова, рассмотрим процессы применительно к транзисторной схеме (рис. 9.16,*б*).

---

* Числа 9 В и 400 мА получены как полусуммы «амплитуд» положительных и отрицательных полуволн напряжения и тока, приближенно равные амплитудам первых гармоник.

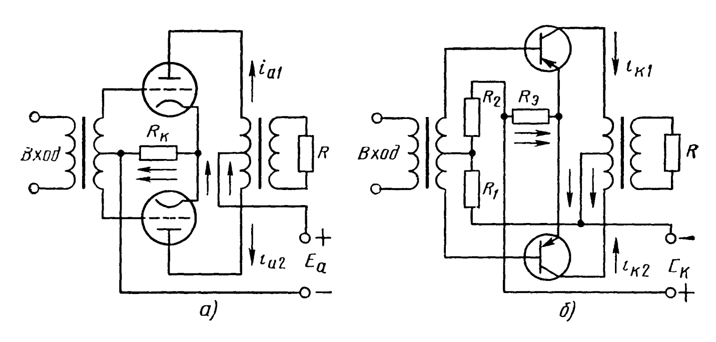


Рис. 9.16. Двухтактные схемы выходных каскадов:
а — на лампах (триодах); *б* — на транзисторах по схеме с ОЭ и со стабилизацией режима

По существу двухтактный каскад представляет собой сочетание двух однотактных каскадов, которые образуют два «плеча» схемы и работают согласованно на общий потребитель *R*. На входе включен трансформатор, имеющий вывод от средней точки вторичной обмотки, а на выходе — трансформатор с выводом средней точки первичной обмотки. Резисторы же эмиттерной стабилизации являются общими для обоих транзисторов (точно так же, как катодный резистор $R_к$ — для обеих ламп).

Постоянные токи цепей коллекторов создают в половинах первичной обмотки выходного трансформатора встречные ампер-витки, а потому сердечник не подмагничивается постоянным током; это позволяет уменьшить объем сердечника; вместе с тем взаимно компенсируются результаты изменения коллекторных токов, которые создаются плохой фильтрацией источника питания и приводят в однотактном каскаде к гудению («фону») в громкоговорителе.

Пусть на вход каскада воздействует переменное напряжение сигнала. Середина вторичной обмотки входного трансформатора присоединена к общей точке схемы; напряжения, снимаемые на базы с концов обмотки, противоположны по знаку (т. е. имеют сдвиг фаз в 180°). Следовательно, когда напряжение на одной из баз ($u_{Б1}$) возрастает (в отрицательную сторону), напряжение на другой базе ($u_{Б2}$) уменьшается и наоборот (рис. 9.17,*а* и *б*). Соответственно ток коллектора (на рисунке показаны только переменные составляющие) в первом транзисторе ($i_{К1}$) возрастает, а во втором ($i_{К2}$) уменьшается и наоборот (рис. 9.17,*в* и *г*). Иначе говоря, в общем участке коллекторных и эмиттерных цепей, т. е. в источнике питания и в резисторе $R_э$, переменные токи, взаимно компенсируясь, отсутствуют. Поэтому резистор $R_э$ (или $R_к$ в ламповой схеме) не требует шунтирования конденсатором.

В двух половинах первичной обмотки выходного трансформатора переменные слагающие коллекторных токов не только сдвинуты по фазе на 180°, но еще проходят от средней точки в противоположных направлениях. Это означает, что создаваемые ими в верхней и нижней половинах обмотки переменные магнитные потоки (ампер-витки $aw_в$ и $aw_н$) совпадают по фазе (рис 9.17,*д* и *е*), образуя удвоенный общий поток aw_1 (рис. 9.17,*ж*). Во вторичной обмотке наводится ЭДС согласованно обоими транзисторами, и (при идеальной симметрии плеч) полезная мощность удваивается. В этом и состоит сущность работы двухтактного каскада.

Но удвоение мощности могло бы быть достигнуто и параллельным включением ламп. Замечательным свойством двухтактной схемы является свойство взаимной компенсации нелинейных искажений двух ламп. Вернемся к рис. 9.3. На нем было показано, как «сжимается» одна из полуволн тока при работе на криволинейной части характеристики. Там же было показано, что переменная составляющая искаженного тока содержит не только основную, но и высшие гармоники (в частности, вторую). Теперь представим себе, что такие искажения происходят в обоих транзисторах (или лампах) двухтактной схемы и оба искаженных тока наводят магнитные потоки в сердечнике выходного трансформатора. Замеча-

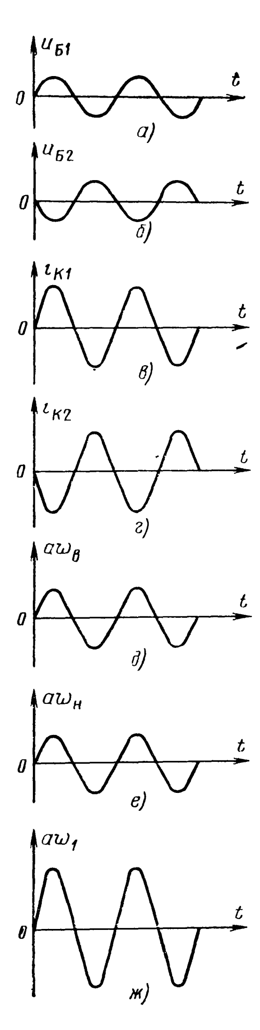


Рис. 9.17. Процессы в двухтактном каскаде

тельно следующее: когда первый транзистор посылает «острую» полуволну тока, второй посылает «плоскую» (сжатую) полуволну и наоборот (рис. 9.18,*а* и *б*).

Разлагая магнитные потоки (ампер-витки), создаваемые верхней ($aw_в$) и нижней ($aw_н$) половинами обмотки, на первую и вторую гармоники и не принимая во внимание четвертую, шестую и другие (рис. 9.18,*в* и *г*), видим, что первые гармоники (*1*) совпадают по фазе (как это было и на рис. 9.17), а вторые гармоники (*2*) противофазны. Следовательно, вторые гармоники в составе общего магнитного потока взаимно компенсируются, и в сердечнике трансформатора имеется лишь поток основной частоты (aw_1) с удвоенной амплитудой (рис. 9.18,*д*). Так же будут взаимно компенсироваться четвертые, шестые гармоники и т. д.

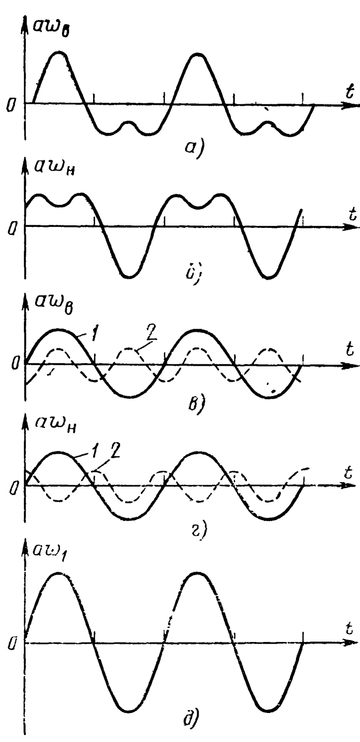


Рис. 9.18. Взаимная компенсация вторых гармоник в двухтактной схеме

Из этого замечательного свойства вытекают практические следствия: в каждом плече двухтактной схемы точку *m* (см. рис. 9.15) можно выбирать не в середине прямой *kmn,* а ниже, чтобы уменьшить постоянную составляющую тока во время покоя (молчания) и тем самым повысить полезную мощность и КПД каскада. Появляющиеся в каждом плече высшие гармоники (вторые, четвертые и т. д.) взаимно компенсируются. Возможен даже такой режим, когда каждое плечо дает импульс тока только в течение половины периода, а во вторую половину периода ток в цепи коллектора (или анода) отсутствует. Этот режим называется режимом В. Впрочем, в радиоприемной аппаратуре чаще применяется промежуточный режим, подобный показанному на рис. 9.3 и называемый режимом АВ.

9.5. ПРЕДМОЩНЫЕ КАСКАДЫ. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Для перехода от однотактного «предоконечного» (предмощного) каскада к двухтактному оконечному применяется трансформатор (см. рис. 9.16), имеющий вывод от середины вторичной обмотки. Но можно применять трансформаторную схему и для «раскачки» однотактного выходного каскада, особенно в усилителе на транзисторах, имеющем оконечный каскад с малым входным сопротивлением (например, каскад по схеме с ОБ). Схема предмощного каскада с трансформатором *Тр* в цепи коллектора при общем эмиттере изображена на рис. 9.19,*а*. Вторичная обмотка трансформатора со средним выводом включена на вход мощного двухтактного каскада с транзисторами по схеме с ОБ. Нагрузкой трансформаторного каскада являются сопротивление R и емкость C между эмиттерами мощного каскада.

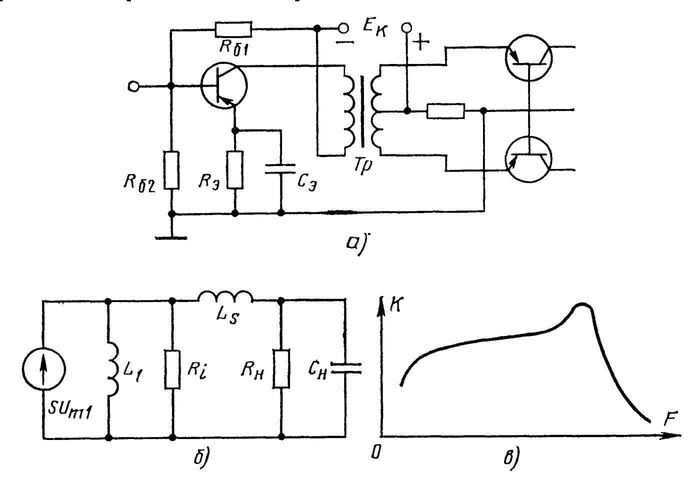


Рис. 9 19. Трансформаторный предмощный каскад:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалент выходной цепи; *в* — частотная характеристика

В эквивалентной схеме выходной цепи (рис. 9.19,*б*) изображены «приведенные величины $R_н = R^2$ и $C_н = C/n^2$, где $n = w_1/w_2$ — коэффициент трансформации. Кроме того, следует учесть, что часть магнитного потока трансформатора не принимает участия в передаче энергии из первичной цепи во вторичную: силовые линии первичного потока «рассеиваются», не пронизывая витки вторичной обмотки. Эта рассеиваемая часть переменного магнитного потока образует индуктивность рассеяния L_s, которая входит в эквивалентную схему последовательно и может приобрести заметное сопротивление ωL_s в области верхних частот.

Если трансформатор сконструирован правильно, т. е. имеет достаточно большую первичную индуктивность «холостого хода» L_1, достаточно малую индуктивность рассеяния L_s и позволяет во всей полосе звуковых частот пренебречь проводимостью «приведенной» емкости ($\omega C/n^2 \ll 1/Rn^2$), то эквивалентная схема представится генератором тока SU_m, работающим на параллельные сопротивления R_i и $R_н$. Роль трансформатора в транзисторном каскаде состоит в «с о г л а с о в а н и и» нагрузочного сопротивления с внутренним: если $R_н = R_i$, то (в соответствии с известной теоремой электротехники) потребителю будет отдаваться м а к с и м а л ь н а я м о щ н о с т ь. Следовательно, оптимальный коэффициент трансформации выбирается из условия

$$n_{опт} = \sqrt{R_i/R}. \qquad (9\,24)$$

Таким образом, трансформаторный каскад не только обеспечивает переход от однотактной схемы к двухтактной, но и согласует свой «высокоомный» выход с «низкоомным» входом следующего каскада.

В ламповом трансформаторном каскаде в отличие от транзисторного нагрузочное сопротивление R может

быть очень большим, если следующий каскад работает без токов сетки. Следовательно, пренебрегать влиянием емкости $C_н$ на верхних частотах не приходится. Но нельзя пренебречь и индуктивностью рассеяния $L_в$, включенной последовательно с емкостью. Дело в том, что в области верхних частот может иметь место резонанс напряжений цепи $L_вC_н$. Как мы знаем из гл. 2, при таком резонансе повышается напряжение на каждом из этих реактивных элементов в отдельности. Ввиду того, что выходное напряжение снимается с зажимов емкости, частотная характеристика трансформаторного каскада может в этих условиях приобрести резонансный пик усиления на верхних частотах (рис. 9.19,*в*). Таким свойством трансформаторного каскада можно воспользоваться, если в других каскадах усиление в области верхних частот падает чрезмерно. Это — метод «выравнивания» общей частотной характеристики, ординаты которой являются произведениями соответствующих (по частоте) ординат характеристик отдельных каскадов. Заметим, что в транзисторном каскаде чрезмерная индуктивность рассеяния может приводить к снижению усиления на верхних частотах, но резонансные явления отсутствуют из-за большой активной проводимости нагрузки.

Остановимся кратко на понятии об обратной связи в усилителях низкой частоты. Мы уже упоминали о том, что ОС называется такая цепь связи, по которой усиленные колебания могут воздействовать на цепи усиливаемых колебаний. Цепью ОС, как мы знаем, может быть емкость анод — сетка (управляющая) лампы или общий участок кристалла для цепей транзистора. В области звуковых частот связь через междуэлектродную емкость (особенно для ламп с экранирующей сеткой) обычно не влияет на свойства усилителя. Влияние внутренней ОС в транзисторе отчасти учитывается в самой форме его статических характеристик. Более серьезную задачу представляет ослабление паразитных связей (в том числе междуэлектродной) в усилителях высокой частоты.

Но в низкочастотных усилителях часто применяется ОС, вводимая умышленно для улучшения тех или иных его свойств в противофазе по отношению к колебаниям на входе, вследствие чего искусственно вводимая ОС называется противосвязью или отрицательной обратной связью (ООС). На рис. 9.20,*а* ОС представлена в общем виде. Цепь ОС вместе с цепью усилителя, к которой она подключена, образует замкнутый контур, называемый петлей ОС. В общем случае петля ОС может охватывать один или несколько каскадов.

Оценим влияние ОС на коэффициент усиления напряжения. Пусть без ОС

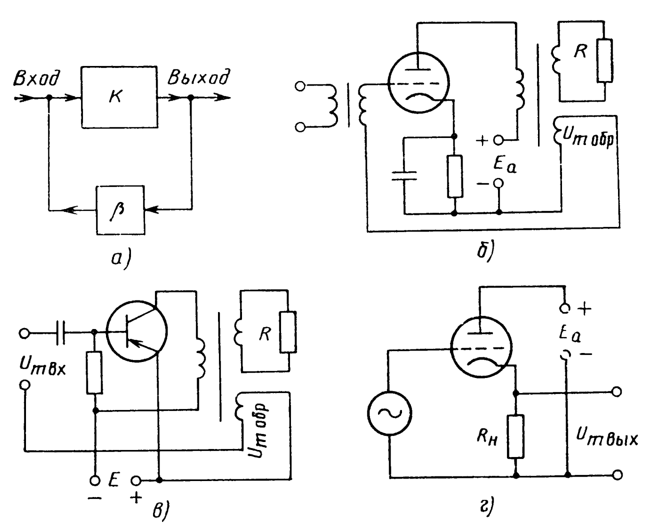


Рис. 9.20 Отрицательная обратная связь:
а — петля ОС; *б* — выходной каскад на триоде с ООС; *в* — выходной каскад на транзисторе с ООС; *г* — каскад по схеме с общим анодом

усилитель способен дать усиление по напряжению $K=U_{m2}/U_{m1}$. Часть выходного напряжения подается обратно на вход, и эта часть составляет $U_{m\,обр}=\beta U_{m2}$, где β — безразмерный коэффициент ОС, показывающий, какую долю выходного напряжения пропускает цепь ОС на вход. Для ООС берут практически $\beta\approx0{,}05$—$0{,}2$.

При отсутствии ОС входное напряжение $U_{m1}=U_{mc}$, где U_{mc} — напряжение, создаваемое только сигналом. При наличии же ООС $U_{m1}=U_{mc}-U_{m\,обр}=U_{mc}-\beta U_{m2}=U_{mc}-\beta K U_{m1}$.

Собирая члены, содержащие U_{m1}, и вынося U_{m1} за скобки, находим, что $U_{mc}=(1+\beta K)U_{m1}$. Следовательно, усиление при наличии ООС, т. е. отношение выходного напряжения т о л ь к о к н а п р я ж е н и ю с и г н а л а на входе,

$$K_{обр}=\frac{U_{m2}}{U_{mc}}=\frac{U_{m2}}{U_{m1}(1+\beta K)}=$$

$$=\frac{K}{1+\beta K}. \qquad (9.25)$$

Пусть, например, без ОС усиление было бы $K=20$, а коэффициент ООС $\beta=0{,}1$. Тогда при наличии обратной связи усиление

$$K_{обр}=\frac{20}{1+0{,}1\cdot20}\approx6{,}7.$$

Следовательно, ООС снижает коэффициент усиления каскада (или нескольких каскадов) в $1+\beta K$ раз. Может показаться, что свойства усилителя за счет ООС ухудшились. Действительно, для сохранения той же мощности на выходе, которая выделялась при отсутствии ОС, потребуется увеличить входное напряжение в $1+\beta K$ раз. Значит, и входное сопротивление усилителя возросло во столько же раз, чем облегчается задача получения от предыдущих каскадов повышенного напряжения сигнала

В чем же достоинство ООС?

Первое — это у м е н ь ш е н и е н е л и н е й н ы х и с к а ж е н и й. Действительно, высшие гармоники частоты сигнала возникают на выходе каскада; через цепь ОС подаются напряжения этих гармоник на вход, и они после усиления образуют на выходе колебания в противофазе по отношению к тем гармоникам, которые возникли из-за нелинейности. Значит, высшие гармоники ослабляются, тогда как основное колебание благодаря увеличенному входному напряжению сохраняет свою выходную амплитуду. Отношение амплитуды искажающей гармоники (например, второй) к амплитуде основного колебания снижается в $1+\beta K$ раз.

Второе — в ы р а в н и в а н и е ч а с т о т н о й х а р а к т е р и с т и к и усилителя. Это легко показать на примере. Предположим, что без ОС усиление на средней частоте $K_0=20$, а на нижней $K_н=10$. Получается недопустимая неравномерность $K_0/K_н=2$. Если же ввести ОС с коэффициентом $\beta=0{,}1$, то окажется $K_{0\,обр}=20/(1+0{,}1\cdot20)\approx6.7$, а $K_{н.обр}=10/(1+0{,}1\cdot10)=5$. Неравномерность будет значительно меньше, а именно $K_{0\,обр}/K_{н\,обр}=6{,}7/5=1{,}3$. Правда, необходимо оговориться, что требуемая противофазность подачи обратного напряжения может в полосе частот нарушаться.

Третье достоинство — с т а б и л и з а ц и я у с и л е н и я. Усиление каскада изменяется в первую очередь за счет изменений параметров лампы и особенно транзистора при замене этих приборов, при колебаниях температуры и т. д. Свойство стабилизации лучше всего показать, взяв предельный случай. Пусть коэффициент ОС достаточно велик, и можно считать $\beta K\gg1$. Тогда

$$K_{обр}=\frac{K}{1+\beta K}\approx\frac{1}{\beta},$$

т. е. усиление зависит лишь от параметров цепи ОС, но не от лампы или транзистора. А параметры цепи ОС сравнительно стабильны. Физический смысл этой стабилизации таков: при ухудшении параметров (например, крутизны) при данном сигнале падает выходное напряжение, вместе с ним и напряжение ОС, которое противодействовало сигналу; значит, сигнал на выходе ослабляется меньше, чем он ослабился бы при отсутствии ОС.

Можно указать и другие положительные результаты применения ООС; однако сказанного достаточно, чтобы обосновать ее применение

В качестве простейших примеров оконечных каскадов с ООС можно привести схемы на триоде и на транзисторе (рис. 9.20,*б* и *в*). В них напряжение ОС создается третьей обмоткой выходного трансформатора.

Несколько особое место занимают схемы, в которых коэффициент обратной связи $\beta=1$. Это схема с ОК (рис. 9.12) и аналогичная ей ламповая схема с ОА (рис. 9 20,*г*). В этих схемах нагрузочное сопротивление $R_н$ находится в цепи катода ламповой схемы или в цепи эмиттера транзисторной схемы. Напря-

жение, создаваемое переменным катодным (эмиттерным) током на этом сопротивлении, является выходным. Но это же сопротивление включено полностью и во входной цепи. Значит, выходное напряжение воздействует полностью на входе последовательно с напряжением сигнала, т. е.

$$\beta = U_{m\ \text{вых}}/U_{m\ \text{обр}} = 1.$$

Усиление получается $K_{\text{обр}} = K/1 + K < 1$, т. е. каскад не усиливает напряжения. Но замечательно то, что входное сопротивление этой схемы весьма велико, а выходное малое, вследствие чего ее применяют в качестве согласующего каскада. Замечательно также то, что в отличие от других схем в ней выходное напряжение совпадает по фазе с входным, что легко понять, рассмотрев результат повышения входного напряжения. Благодаря последнему свойству транзисторная схема такого вида называется эмиттерным повторителем, а ламповая схема — катодным повторителем.

9.6. УСИЛИТЕЛИ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ

Давая в § 9.1 классификацию усилителей первичных сигналов, мы разделили их на усилители сигналов звуковых частот и усилители видеосигналов, причем указали, что последние являются широкополосными. Сейчас пора пояснить, чем диктуется широкополосность и как она обеспечивается в усилителях.

Для усиления видеоимпульсов, как и для усиления колебаний звуковых частот, целесообразно ставить лампу в режим работы без сеточных токов. Наиболее пригодным типом усилительного каскада является резистивный каскад (см. рис. 9.10,*а*).

Но при значительных импульсах рабочая точка выбирается не в середине прямолинейного участка характеристики, а в его нижней или верхней части. Если на сетку действуют импульсы положительного знака (рис. 9.21,*а*), то рабочая точка выбирается в нижней части характеристики. В этом случае при действии импульса анодный ток возрастает, а напряжение на аноде падает. Если же на сетку воздействуют импульсы отрицательного знака (рис. 9.21,*б*), то рабочая точка выбирается в верхней части левой области характеристики; в таком случае при действии импульса анодный ток уменьшается, а напряжение на аноде лампы возрастает. Таким образом, выходное напряжение оказывается по знаку (по фазе) «опрокинутым» по отношению к входному. Это «опрокидывание фазы» имеет место и при усилении синусоидальных колебаний: при повышении напряжения на сетке анодный ток возрастает (см., например, рис. 8.21), а напряжение на аноде падает и наоборот. Выходное же напряжение снимается именно с зажимов анод — катод (на рис. 9.10 через емкость $C_р$).

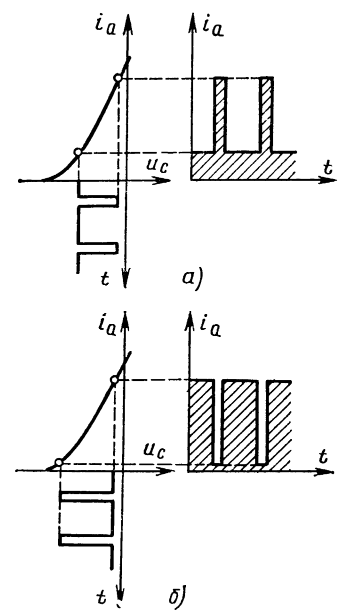


Рис. 9.21. Усиление видеоимпульсов:
а — положительных; *б* — отрицательных

Итак, предположим, что на сетку воздействует видеоимпульс отрицательной полярности. Его действие вызывает скачкообразное уменьшение анодного тока и соответственно скачкообразное уменьшение напряжения, падающего на сопротивление $R_н$. Напряжение же на аноде скачкообразно повышается на то же значение. В результате начинает дополнительно заряжаться разделительный конденсатор $C_р$, и ток его заряда, проходящий (в схеме на рис. 9.10,*а*) через резистор $R_с$ сверху вниз, образует на верхнем конце этого резистора положительный потенциал, действующий на сетку следующей лампы.

По окончании импульса анодный ток скачком увеличивается, а напряжение на

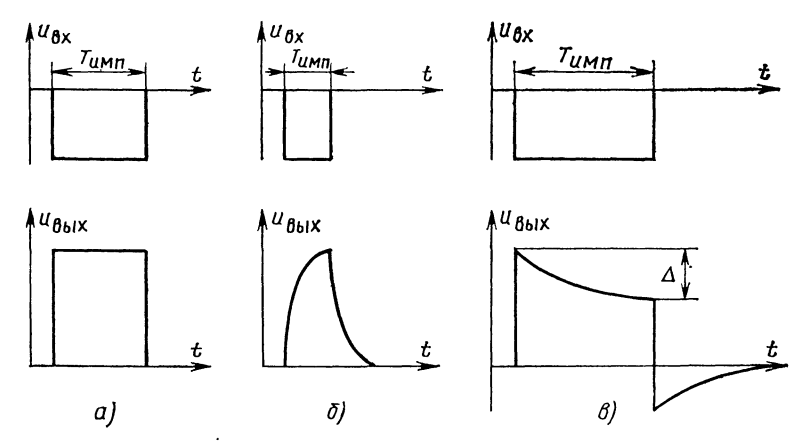


Рис. 9.22. Искажения формы видеоимпульсов при усилении:
а — усиление без искажений; *б* — искажение импульса малой длительности; *в* — искажение импульса большой длительности

аноде снижается до первоначального значения. При этом конденсатор $C_р$ перестает заряжаться через резистор $R_с$, ток через $R_с$ прекращается и потенциал верхнего конца этого резистора становится равным нулю. Подобный «идеальный» (неискаженный) процесс усиления видеоимпульса изображен на рис. 9.22,*а*.

Но такой процесс был бы возможен, если бы шунтирующая емкость $C_{вх2}$ была равна нулю, а разделительная емкость $C_р$ равна бесконечности. Иначе говоря, искажения отсутствовали бы, если бы частотная характеристика не имела снижений ни на нижних, ни на верхних частотах. В реальном же усилителе форма импульса искажается, и процесс искажений можно проследить физически.

Одной из причин искажения импульса является то, что напряжение на аноде не может увеличиться мгновенно, а нарастает постепенно по мере того, как заряжается емкость $C_{вх2}$, параллельная сопротивлению $R_н$. Чем больше произведение $R_нC_{вх2}$, тем медленнее происходит заряд и тем более пологим становится фронт импульса на входе (рис. 9.12,*б*). Точно так же напряжение на аноде не может мгновенно спадать, так как оно поддерживается зарядом емкости $C_{вх2}$. Эта емкость разряжается постепенно через сопротивление $R_н$, а потому срез выходного импульса растягивается (рис. 9.22,*б*). Чем короче усиливаемый импульс, тем опаснее этот вид искажений (замедленное нарастание и спадание фронтов).

Из § 2.4 мы знаем законы нарастания и спадания напряжения на емкости при заряде и разряде ее через сопротивление. В частности, закон нарастания

$$u_с = U_0\,(1 - e^{-t/\tau_в})$$

математически описывает фронт искаженного импульса. Здесь постоянная времени «верхней области» $\tau_в \approx R_нC_{вх2}$ определяет прохождение верхних частот. Для пентода $\tau_в$ практически диктуется выбором $R_н$, так как $C_{вх2}$ не может быть меньше емкости лампы. Если требуется, чтобы за время $0{,}1T_{имп}$ напряжение успело достигнуть уровня 0,9 от стационарного значения U_0, то постоянную времени следует брать

$$\tau_в \approx T_{имп}/20, \qquad (9.26)$$

где $T_{имп}$ — длительность импульса.

Пусть, например, импульс имеет длительность $T_{имп}=1$ мкс, а емкость $C_{вх\,2}=50$ пФ. Тогда из формулы (9.26) найдем:

$$\frac{T_{имп}}{20\,C_{вх2}} = \frac{10^{-6}}{20\cdot 50\cdot 10^{-12}} = 10^3\,\text{Ом}.$$

Это сопротивление значительно меньше сопротивлений резисторов в каскадах усиления звуковых частот. Значит, и усиление видеокаскада невелико. Если $S=5$ мСм, то усиление напряжения на средних частотах будет $K \approx SR_н = 5\cdot 10^{-3}\cdot 10^3 = 5$.

Теперь обратимся к формуле (9.18) и выразим верхнюю частоту через $R_н \approx \approx 1/G_{общ}$ и $C_{вх2}$:

$$\omega_в \approx \frac{1}{R_н\,C_{вх\,2}}\,.$$

В нашем примере верхняя частота

$$\omega_в \approx \frac{1}{R_н C_{вх\,2}} = \frac{10^{12}}{10^3 \cdot 50} = 20 \cdot 10^6,$$

что соответствует частоте $f_в = 20/2\pi \approx \approx 3{,}2$ МГц! Таким образом, каскад, усиливающий короткие импульсы, должен быть «широкополосным» в сторону верхних частот. И вместе с тем эта «широкополосность» в области верхних частот достигается за счет малого усиления напряжения.

Чем же определяется нижняя граница полосы частот усилителя? Для ответа на такой вопрос рассмотрим усиление длительного импульса — настолько длительного, что нарастание фронта и спадание среза можно практически считать мгновенным (рис. 9.22,*в*).

В этом случае причиной искажения импульса может быть уменьшение тока, проходящего через резистор $R_с$, и напряжения на этом резисторе по мере заряда конденсатора $C_р$. В результате этого вершина импульса становится наклонной (рис. 9.22,*в*). Кроме того, после окончания импульса конденсатор $C_р$, зарядившийся во время действия импульса, разряжается через резистор $R_с$; ток разряда, направленный в $R_с$ снизу вверх, создает на этом резисторе «выброс» напряжения обратного знака (рис. 9.22,*в*). Для уменьшения этого вида искажений нужно иметь большое значение произведения $R_с C_р$, что противоречит низкой стоимости, малым габаритным размерам, массе, сопротивлению изоляции конденсатора $C_р$ и необходимости обеспечить утечку зарядов сетки следующей лампы через резистор $R_с$.

Закон снижения вершины импульса также известен из § 2.4: $u_{вых} = U_0 e^{-t/\tau_н}$, где $\tau_н = C_р R_с$ — постоянная времени «нижней области» (т. е. определяющая прохождение нижних частот). Если за время длительности импульса $T_{имп}$ допустить спадание $\Delta = 0{,}1\ U_0$, то нужно брать

$$\tau_н \approx 10\, T_{имп}. \qquad (9.27)$$

Мы знаем, что $R_с$ не следует применять больше 1 МОм. Емкость конденсатора $C_р$ получает значение $C_р \geqslant \geqslant 10\ T_{имп}/R_с$. Допустим, что сравнительно длительный импульс телевизионного изображения $T_{имп} = 1$ мс (т. е. 0,001 с). Тогда при $R_с = 10^6$ Ом емкость

$$C_р \geqslant \frac{10\, T_{имп}}{R_с} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{10^6} = = 0{,}01 \text{ мкФ}.$$

В соответствии с формулой (9.17) нижняя граница полосы видеокаскада получится $\omega_н \approx 1/C_р R_с = 10^6/0{,}01 \cdot 10^6 = = 100$. Это соответствует нижней частоте $f_н = 100/2\pi \approx 16$ Гц. Итак, результаты рассмотренного примера говорят о ширине полосы частот видеоимпульса 15 Гц — 3,2 МГц, что приблизительно в 1000 раз больше полосы усиления звуковых частот. Мы доказали, что широкополосность необходима и что она достигается уменьшением сопротивления $R_н$ и увеличением емкости $C_р$ в сравнении с их значениями, принятыми для усилителей сигналов звуковых частот.

Малый коэффициент усиления каскада вынуждает составлять видеоусилитель из нескольких каскадов, и переходные процессы в каждом из них приводят к росту искажений выходного импульса.

Однако существует возможность компенсировать влияние шунтирующей емкости $C_{вх\,2}$ в некотором участке высших частот и тем самым расширить частотную характеристику на этом участке или, иначе говоря, уменьшить первый вид искажений импульса (рис. 9.22,*б*). Для этого последовательно с сопротивлением $R_н$ включается небольшая индуктивность $L_а$ (рис. 9.23). На участ-

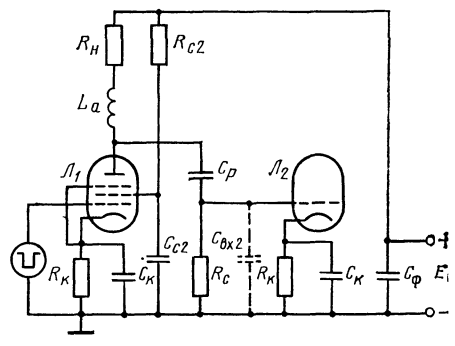


Рис. 9.23. Широкополосный каскад с коррекцией в области верхних частот

ке высших частот индуктивность $L_а$ и емкость $C_{вх2}$ образуют разветвление, дающее резонанс токов, т. е. их проводимости взаимно компенсируются, и причина снижения усиления на этом участке частот устраняется. Включение индуктивности называется высокочастотной коррекцией усилителя видеоимпульсов.

В современных транзисторных телевизорах видеосигналы, управляющие

яркостью луча кинескопа, усиливаются обычно двумя широкополосными каскадами; один из них — согласующий — выполняется по схеме с ОК, а второй — выходной — по схеме с ОЭ.

Для видеокаскадов следует выбирать **высокочастотные транзисторы**. Так, при заданной верхней частоте полосы $f=4$ МГц потребуется транзистор с граничной частотой примерно 300 МГц. Вместе с тем выходной каскад видеоусилителя должен обеспечить размах импульсного сигнала в несколько десятков вольт для успешной «модуляции» электронного луча. Как правило, для расширения частотной характеристики применяется схемная коррекция (например, аналогичная показанной на рис. 9.23).

На этом придется закончить описание усилителей первичных сигналов, возможное в рамках настоящей книги. Усилители маломощных радиосигналов будут изложены в гл. 12 в составе материала по радиоприемным устройствам, а мощные усилители радиочастот — в гл. 10 и 11 применительно к передатчикам.

Глава десятая

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

10.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЛАМПОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Для осуществления радиопередачи необходимо иметь источник высокочастотных незатухающих колебаний. Естественно попытаться получить их в тех цепях, которым они свойственны, т. е. там, где они возникают при нарушении электрического равновесия. Для синусоидальных колебаний такой системой является колебательный контур.

Подключим к контуру в некоторый момент t_0 на очень короткое время с помощью ключа K (рис. 10.1) источник постоянного тока. При кратковременном включении ток в цепи катушки не успевает нарасти до заметного значения из-за свойства индуктивности препятствовать изменениям тока. Иными словами, правая ветвь контура будет практически разорвана; конденсатор же успеет зарядиться, т. е. получить некоторую порцию энергии. При отключении источника конденсатор начнет разряжаться через катушку, и в контуре возникнут затухающие колебания. Чтобы превратить их в незатухающие, необходимо периодически пополнять запас энергии в контуре, для чего нужно подключать к нему источник постоянного напряжения в ту часть периода колебаний, когда на пластине конденсатора, соединяемой с отрицательным полюсом источника, будут накапливаться электроны. Тогда источник будет пополнять заряд на пластинах, т. е. запас энергии в конденсаторе (рис. 10.1,*а*). Если замкнуть ключ в ту половину периода, когда на данной пластине скапливаются положительные заряды, то источник будет нейтрализовать их и разряжать конденсатор. В первом случае электроны, ускоряемые полем постоянного источника, приходили к контуру, испытывая противодействие одноименных зарядов на пластинах его конденсатора; во втором

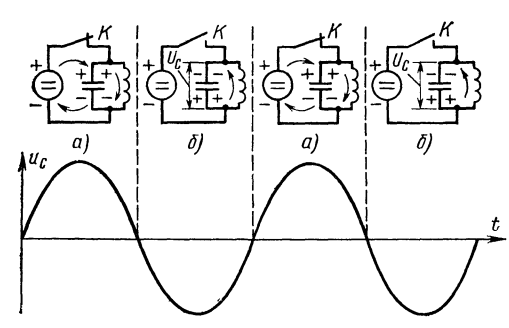


Рис. 10.1. Пополнение энергии контура источником постоянного напряжения:
а — источник пополняет энергию контура; *б* — подключение источника уменьшает энергию контура

они двигались в ускоряющем поле контура.

На основании этого можно сформулировать общий физический принцип обмена энергией между колебательной системой и электронным потоком, на котором основано действие большинства генераторных приборов. Пополнение энергии в колебательной системе происходит в том случае, когда электроны поступают в нее в тормозящем поле. Заряды, проходящие поле колебательной системы в ускоряющей фазе, отбирают энергию у поля системы. Это общее правило характеризует условие и направление обмена энергией между потоком электронов и полем.

Из сказанного ясно, что для пополнения энергии в контуре следует на полпериода подключать к нему источник постоянного тока, а в другую половину периода отключать его (рис. 10.1). При этом будет происходить преобразование энергии источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний в контуре, что и называют генерацией высокочастотных колебаний.

Для этого помимо источника необходимо иметь ключ, с помощью которого можно было бы осуществлять такую коммутацию. Но поскольку речь идет о высокочастотных колебаниях, нельзя и думать об использовании каких-либо механических переключателей. Роль надежного, безынерционного и управляемого без большой затраты энергии ключа в схемах генераторов широкого диапазона радиочастот может выполнять трехэлектродная лампа или транзистор. Изменение напряжения на управляющей сетке в небольших пределах переводит лампу из запертого состояния в отпертое. Скорость «срабатывания» такого ключа определяется временем пролета электронов от катода к аноду. Если это время много меньше периода колебаний, то лампу можно считать безынерционной. Современные лампы являются практически безынерционными до частот, измеряемых тысячами мегагерц (период колебаний порядка 10^{-9} с).

Для того чтобы лампа была заперта в неблагоприятную половину периода, на ее управляющую сетку подают отрицательное напряжение $-E_c$, которое называют напряжением смещения, достаточное для прекращения анодного тока. А для отпирания лампы в благоприятную половину периода на управляющую сетку подают также переменное напряжение возбуждения $u = U_c \cos \omega t$* (рис. 10.2). Во время отрицательного полупериода напряжения возбуждения лампа заперта, а положительные значения напряжения отпирают ее. Поэтому под действием результирующего напряжения на сетке

$$e_c = -E_c + U_c \cos \omega t \qquad (10.1)$$

ток в анодной цепи будет иметь форму периодических усеченных синусоидальных импульсов.

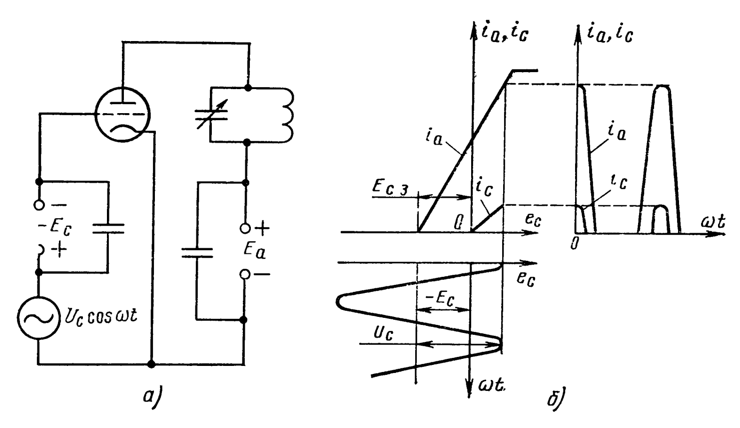


Рис. 10.2. Ламповый генератор незатухающих колебаний:
а — схема; *б* — токи и напряжения в анодной и сеточной цепях

* В этой главе индекс *m* при амплитудных значениях опущен.

Такое устройство и представляет собой **ламповый генератор** высокочастотных колебаний. Чтобы убедиться в работоспособности устройства, необходимо проверить еще два обстоятельства: будут ли импульсы проходить в благоприятной для пополнения энергии фазе напряжения на контуре и будет ли мощность колебаний в контуре превышать затраты мощности источником возбуждения на управление лампой.

На первый вопрос можно ответить, воспользовавшись представлением анодного тока в виде суммы гармонических составляющих (см § 2.5) симметричных импульсов:

$$i_а = I_{а0} + I_{а1}\cos\omega t + I_{а2}\cos 2\omega t + + I_{а3}\cos 3\omega t + \ldots \qquad (10.2)$$

Если контур настроен на частоту ω и имеет достаточно высокую добротность, то для постоянной составляющей и для всех высших гармоник он представляет практически короткое замыкание; на нем создается падение напряжения только от первой гармоники:

$$u_к = i_{а1}' R_э = I_{а1}' R_э \cos\omega t, \qquad (10.3)$$

где $R_э$ — эквивалентное резонансное сопротивление контура.

Согласно правилу Кирхгофа для замкнутой цепи источник — контур — лампа напряжение на аноде

$$u_а = E_а - u_к = E_а - I_{а1} R_э \cos\omega t. \qquad (10.4)$$

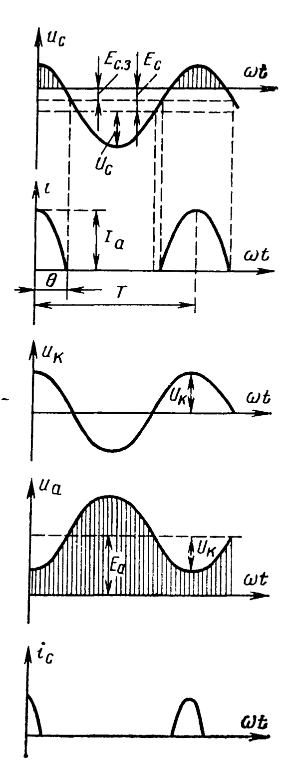


Рис. 10.3. Временные диаграммы процессов в ламповом генераторе

На рис. 10.3 изображены графики изменений напряжений и токов в генераторе, соответствующие уравнениям (10.1), (10.3) и (10.4). Из них непосредственно видно, что электроны, пролетая в лампе, подвергаются воздействию двух полей: постоянного ускоряющего поля источника анодного напряжения и переменного поля контура. Постоянное поле источника разгоняет электроны, сообщая им запас кинетической энергии. Переменное же поле контура тормозит электроны, их скорость уменьшается, и за счет потерянной ими кинетической энергии пополняется запас энергии в контуре. Так происходит преобразование энергии источника постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний.

В общем случае для получения генерации нет необходимости отключать источник от колебательной системы на половину периода. Для получения незатухающих колебаний достаточно, чтобы число электронов, отдающих энергию колебательной системе, было больше числа электронов, отбирающих энергию от нее. Для этого нужно, чтобы число электронов, пролетающих в тормозящем поле, было больше числа электронов, пролетающих в ускоряющем поле, т. е. чтобы электронный поток был во времени **неоднородным** (разной плотности). Если поток будет иметь постоянную плотность, то половину периода он будет отдавать энергию колебательной системе, а во вторую половину столько же ее отбирать, и генерации высокочастотных колебаний не будет.

Суммируя все сказанное, можно сформулировать общие условия получения генерации высокочастотных колебаний: **генератор должен содержать электромагнитную колебательную систему; в поле этой колебательной системы должен проходить неоднородный во времени электронный поток; управление потоком должно осуществляться так, чтобы в тормозящем поле**

колебательной системы проходило больше электронов, чем в ускоряющем.

Рассмотрим теперь вопрос о мощности, необходимой для управления электронным потоком в лампе. Сначала допустим, что сетка не перехватывает электроны, летящие к аноду, однако это вовсе не означает, что в ее цепи при этом не может протекать ток.

Если около проводящей поверхности (в данном случае сетки) появляется электрический заряд (рис. 10.4), то свободные электроны проводника в зависимости от знака заряда либо скапливаются на ближайших к заряду участках, либо уходят от них. Это явление получило название электростатической индукции, а заряды, возникающие на поверхности, называются наведенными зарядами. Очевидно, что наведенный заряд зависит от силы притяжения первичного заряда, т. е. от расстояния между зарядом и поверхностью. Поэтому если первичный заряд будет двигаться к поверхности, то наведенный заряд будет возрастать за счет притока электронов с других частей проводника, создающих наведенный ток одного направления. При удалении первичного заряда наведенный заряд будет уменьшаться, электроны будут возвращаться на свои места, создавая наведенный ток противоположного направления.

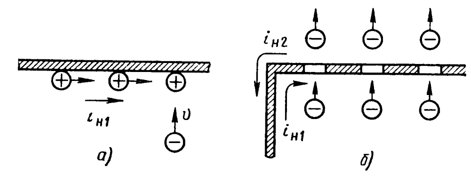


Рис. 10.4. Токи, наводимые движущимися зарядами:
а — ток $i_{н1}$, наводимый в проводящей плоскости приближающимся зарядом; *б* — токи $i_{н1}$ и $i_{н2}$, наводимые в сетке приближающимися и удаляющимися зарядами

Если сетка лампы не перехватывает электроны, то сколько электронов подлетит к ней, столько же и удалится от нее к аноду, и результирующий наведенный ток $i_н$ в ее цепи будет равен нулю. Поэтому мощность источника возбуждения, управляющего потоком электронов лампы в этом случае, $P_в = \frac{1}{2}U_c I_c = \frac{1}{2}U_c I_н = 0$. Следовательно, если электроны не оседают на сетке лампы, то на управление ее однородным потоком (изменение скорости электронов) источник возбуждения мощности не затрачивает.

Это очень важный вывод, который объясняет усилительные свойства большинства генераторных приборов. Ведь речь здесь идет именно о них: в общем случае источник возбуждения затрачивает некоторую высокочастотную мощность на управление потоком $P_в$, благодаря чему в анодном контуре выделяется некоторая мощность P колебаний той же частоты. Для того чтобы устройство обладало усилительными свойствами, первая мощность должна быть меньше второй, т. е. генератор должен обладать коэффициентом усиления по мощности

$$K_м = P/P_в, \qquad (10.5)$$

превышающим единицу. В рассмотренном выше идеальном случае он равен бесконечности.

Ну, а как будет на самом деле? Можно ли практически получить такое усиление? Как ни странно на первый взгляд, но это возможно. Электроны не будут оседать на сетке, если напряжение на ней лежит в области отрицательных значений; анодный ток при этом может существовать, как это следует из вида статических характеристик лампы. Выбрав соответствующим образом напряжения смещения и возбуждения, можно установить подобный режим работы, называемый буферным (рис. 10.5).

Однако из рис. 10.5 видно, что в таком режиме лампа сильно недоиспользь-

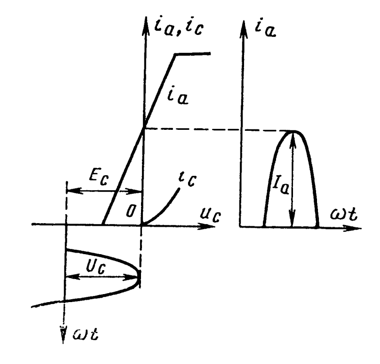


Рис. 10.5. Использование лампы без токов сетки (буферный режим)

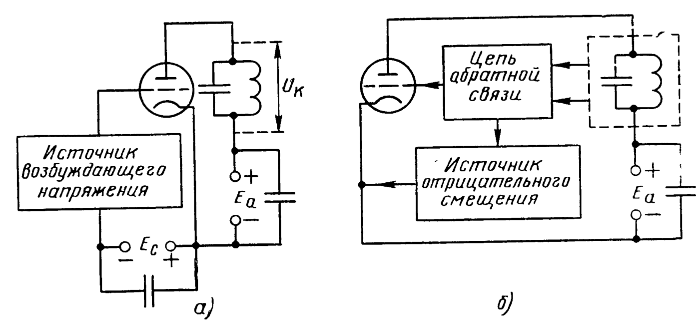


Рис. 10.6. Ламповые генераторы:
а — с внешним возбуждением; *б* — с самовозбуждением

зуется по току, поэтому в устройствах, где важно получение максимальной мощности на выходе, он используется редко и генераторы работают с токами управляющей сетки, но амплитуда их обычно не превышает 10—15% от анодного тока. Поэтому коэффициент усиления генераторов по мощности практически лежит в пределах от десятков до сотен единиц.

Из рис. 10.2 видно, что и сеточный ток представляет собой периодическую последовательность импульсов, т. е. состоит из постоянной составляющей и гармоник:

$$i_c = I_{c0} + I_{c1} \cos \omega t + I_{c2} \cos 2 \omega t + + I_{c3} \cos 3\omega t + \ldots \qquad (10.6)$$

Для того чтобы уяснить полностью схему лампового генератора, остается еще определить, каким образом создается напряжение возбуждения.

Источником возбуждающего напряжения может служить другой генератор высокочастотных колебаний; в этом случае возбуждаемый генератор называют **генератором с внешним возбуждением** (рис. 10.6,*а*). Но можно обойтись и без внешнего источника возбуждения, если снять часть напряжения со своего же анодного контура и подвести его к сетке лампы по специальной цепи обратной связи (рис. 10.6,*б*). В таком генераторе при выполнении определенных условий включение или малейшее нарушение электрического равновесия приводит к возникновению колебаний без подведения высокочастотной энергии от внешнего источника. Поэтому подобные генераторы называют генераторами с самовозбуждением; они и служат источниками первичных колебаний в радиоустройствах. Явления в них сложнее, чем в генераторах с внешним возбуждением, поэтому целесообразно начать более подробное изучение последних.

10.2. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ (УСИЛИТЕЛИ)

Из рассмотрения общего принципа работы ламповых генераторов следует, что в отличие от усилителей, рассмотренных в гл. 9, лампа в них используется как существенно нелинейный элемент: часть периода анодный ток лампы изменяется пропорционально напряжению на управляющей сетке, а часть периода анодный ток отсутствует, хотя напряжение на сетке изменяется. В результате этого токи в анодной и сеточной цепях получаются несинусоидальными, и используются только их отдельные составляющие. Может показаться, что это нерационально, но на самом деле именно нелинейность генераторов позволяет в принципе получить их КПД сколько угодно близким к единице.

Разобранный выше механизм преобразования энергии в генераторе позволяет сделать вывод, что оно происходит тем эффективнее, чем сильнее тормозятся электроны, пролетающие в лампе. Поэтому для повышения эффективности генератора нужно, чтобы возможно большее число электронов пролетало в максимальном тормозящем поле. Из рассмотрения рис. 10.3 следует, что для этого нужно работать с предельно узкими импульсами анодного тока.

Форму импульсов характеризует их амплитуда I_{am} и угол отсечки θ, под которым подразумевают выра-

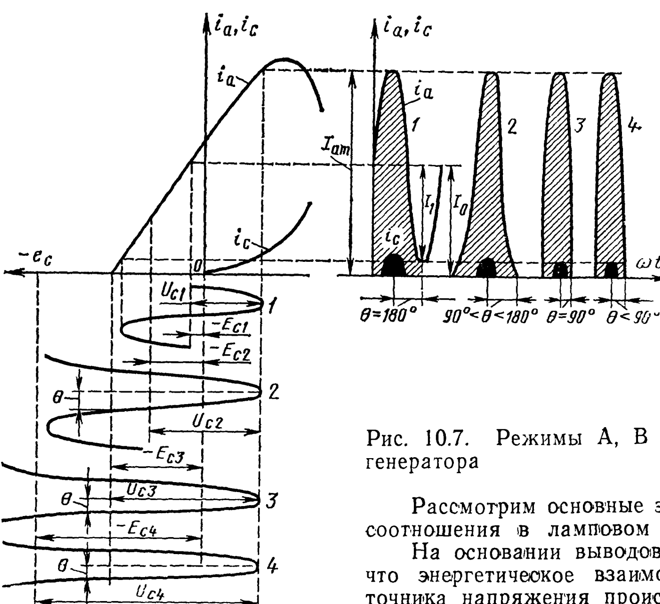


Рис. 10.7. Режимы А, В и С генератора

женную в угловой мере половину той доли периода, в течение которой существует анодный ток. В случае, изображенном на рис. 10.3, анодный ток существует в течение половины периода, следовательно, угол отсечки равен 90°. Данный вид работы называют режимом В. Работу с углами отсечки $\theta<90°$ называют режимом С.

Из сказанного не следует делать вывода, что работа генератора в линейном режиме невозможна. Если уменьшением смещения поставить генератор в режим, при котором анодный ток не спадает до нуля (рис. 10.7), то угол отсечки $\theta=180°$. При этом говорят, что генератор работает в режиме А. Полезный энергетический эффект в нем достигается несмотря на непрерывное протекание тока за счет того, что в благоприятной (тормозящей) фазе пролетает больше электронов, чем в неблагоприятной (ускоряющей). Однако очевидно, что в этом случае эффективность преобразования энергии будет весьма низкой. Поэтому такой режим используется только тогда, когда важно воспроизвести в анодной цепи возможно точнее закон изменения напряжения возбуждающего источника. С подобным требованием чаще всего приходится встречаться в усилителях низкой частоты.

Рассмотрим основные энергетические соотношения в ламповом генераторе.

На основании выводов § 2.4 о том, что энергетическое взаимодействие источника напряжения происходит только с токами той частоты, какую имеет источник, можно заключить, что мощность, потребляемая генератором от источника анодного напряжения,

$$P_0 = I_{a0} E_a. \qquad (10.7)$$

Мощность генерируемых колебаний, выделяющаяся в анодном контуре,

$$P = \frac{1}{2} U_К I_{a1} = \frac{1}{2} \frac{U^2_К}{R_э} = \frac{1}{2} I^2_{a1} R_э . \qquad (10.8)$$

Не заторможенные полностью полем контура электроны ударяются об анод лампы, затрачивая при этом остаток своей кинетической энергии на нагревание анода. Согласно закону сохранения энергии тепловая мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_a = P_0 - P. \qquad (10.9)$$

Важнейшей характеристикой всякого генератора как преобразователя энергии является электронный коэффициент полезного действия (КПД), под которым подразумевают отношение генерируемой мощности к потребляемой:

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \frac{U_К}{E_a} . \qquad (10.10)$$

Мощность источника возбуждения согласно выражению (10.6) и выводам § 2.4, в соответствии с которыми он может взаимодействовать только с первой гармоникой сеточного тока, имеющей ту же частоту,

$$P_{\text{в}} = \frac{1}{2} U_{\text{c}} I_{\text{c}1} . \qquad (10.11)$$

Коэффициент усиления по мощности согласно уравнениям (10.8) и (10.11)

$$K_{\text{м}} = \frac{P}{P_{\text{в}}} = \frac{U_{\text{к}}}{U_{\text{C}}} \frac{I_{\text{a}1}}{I_{\text{c}1}} . \qquad (10.12)$$

Из формул (10.7) — (10.12) следует, что энергетические соотношения в ламповом генераторе определяются гармоническими составляющими токов лампы; последние же зависят от формы импульсов. У используемых в генераторах усеченных синусоидальных импульсов составляющие являются функциями углов отсечки.

На рис. 10.8 приведены графики, характеризующие зависимости относительных амплитуд трех первых гармонических составляющих, называемые коэффициентами разложения импульсов, от угла отсечки:

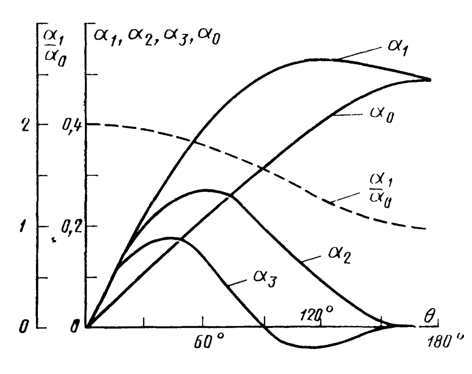


Рис. 10.8. Зависимости коэффициентов разложения синусоидальных импульсов от угла нижней отсечки

$$\alpha_0 = \frac{I_{\text{a}0}}{I_{\text{a}m}} = f_1(\theta); \quad \alpha_1 = \frac{I_{\text{a}1}}{I_{\text{a}m}} = f_2(\theta);$$

$$\alpha_2 = \frac{I_{\text{a}2}}{I_{\text{a}m}} = f_3(\theta); \quad \alpha_3 = \frac{I_{\text{a}3}}{I_{\text{a}m}} = f_4(\theta).$$

Эти графики показывают, что для каждой гармоники существуют оптимальные углы отсечек, при которых их содержание в импульсах достигает максимального значения. Оптимальные углы отсечки можно найти из простого соотношения

$$\theta_{\text{опт}} = 120°/n. \qquad (10.13)$$

Максимальные значения коэффициентов разложения убывают приблизительно обратно пропорционально номеру гармоники. Постоянная составляющая анодного тока монотонно возрастает с увеличением угла отсечки. Настраивая контур на частоту одной из высших гармоник, можно получить в нем колебания, частота которых будет в целое число раз превосходить частоту колебаний возбуждающего источника. Такой генератор называют умножителем частоты.

В принятых обозначениях выражение (10.10) можно переписать в виде

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{\text{к}}}{E_{\text{a}}} . \qquad (10.14)$$

На рис. 10.8 приведен также график зависимости α_1/α_0 от угла отсечки, из которого видно, что это отношение, равное единице в режиме А($\theta = 180°$), возрастает с уменьшением отсечки до двух. Если принять напряжение на контуре в режиме А равным напряжению источника (это предельный случай для режима А, так как при $U_{\text{к}} > E_{\text{a}}$ напряжение на аноде лампы в некоторую часть периода становится отрицательным и анодный ток прекращается), то согласно выражению (10.14) можно получить максимальное теоретическое значение для КПД генератора: $\eta_{\text{макс}} = 0{,}5$. При том же напряжении уменьшение отсечки до 90° (режим В) приводит к увеличению КПД до 78%. Дальнейшее уменьшение отсечки (переход в режим С) приводит к монотонному увеличению КПД, стремящемуся к единице при $\theta \to 0$.

Из выражения (10.14) следует, что КПД генератора тем больше, чем больше отношение $U_{\text{к}}/E_{\text{a}} = \xi$, называемое коэффициентом использования анодного напряжения. Возникает вопрос о том, какие же значения ξ достижимы и целесообразны на практике. Ответ на этот вопрос помогут дать графические построения динамических характеристик лампы и импульсов анодного тока.

Ранее было установлено, что при изменении напряжения на сетке лампы по закону $e_{\text{c}} = -E_{\text{c}} + U_{\text{c}} = \cos\omega t$ одновременно в отличие от статического режима изменяется напряжение на аноде генераторной лампы:

$$e_а = E_а - U_к \cos \omega t = E_а (1 - \xi \cos \omega t). \quad (10.15)$$

На основании этого, задавшись каким-то значением амплитуды напряжения на контуре (или коэффициентом использования анодного напряжения), можно вычислить для любого момента времени мгновенные напряжения на сетке и аноде и найти на семействе статических характеристик соответствующие значения токов анода и сетки для данного момента. Проделав подобные вычисления для различных моментов времени, соединяют отдельные точки плавной кривой; полученная линия и будет **динамической характеристикой** генератора при данном значении напряжения на контуре $U_к$ (рис. 10.9,*а*). Одновременно строятся и импульсы токов (рис. 10.9,*б*).

Изображенные на рис. 10.9 построения проведены при смещении на сетке $E_{св}$ для работы генератора в режиме В. При коротком замыкании в анодной цепи $U_к = 0$ и в любой момент времени (при любом напряжении на сетке) $e_а = E_а$, поэтому динамическая характеристика представляет собой вертикальную прямую *1*, верхний конец которой оканчивается на статической характеристике, соответствующей максимальному мгновенному напряжению на сетке:

$$e_{с.макс} = E_с + U_с. \quad (10.16)$$

Нетрудно понять, что динамическая характеристика *2*, снятая при нагрузке, отличной от нуля, когда $U_к = U_{к2} > 0$, пойдет наклонно потому, что при тех же напряжениях на сетке мгновенные напряжения на аноде согласно выражению (10.15) будут меньше, чем при коротком замыкании, а следовательно, и анодный ток будет меньше.

Чем больше амплитуда напряжения на контуре, тем меньше напряжение на аноде и тем больше наклонена динамическая характеристика. Благодаря малому наклону горизонтальной части статических характеристик это не приводит к существенному уменьшению импульсов, пока верхний конец динамической характеристики *3* не попадет на линию спада анодного тока. Соответствующий этому случаю режим называют **граничным**.

Дальнейшее увеличение напряжения на контуре приводит к тому, что верхняя часть динамической характеристики *4* спускается по линии спада анодного тока, импульс уменьшается, и в вершине его появляется провал. Последнее объясняется резким ростом сеточного тока за счет анодного при малых напряжениях на аноде. Подобный режим принято называть **перена-**

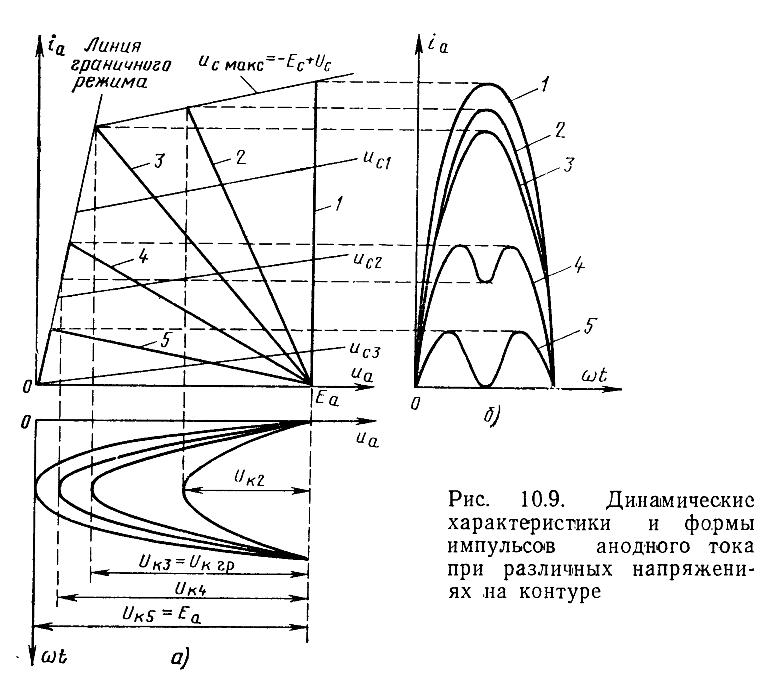


Рис. 10.9. Динамические характеристики и формы импульсов анодного тока при различных напряжениях на контуре

пряженным в отличие от режима работы с малыми напряжениями на контуре ($U_к < U_{к\,гр}$), малыми сеточными токами и остроконечными импульсами анодного тока, называемого недонапряженным.

Полученные в результате этих построений импульсы анодного тока позволяют найти зависимость гармонических составляющих от напряжения на контуре. Все составляющие анодного тока пропорциональны амплитуде импульсов, поэтому увеличение напряжения на контуре от нуля до $U_{к\,гр}$, обычно составляющего (0,8—0,9) $E_а$, приводит к небольшому уменьшению постоянной составляющей и первой гармоники анодного тока (рис. 10.10).

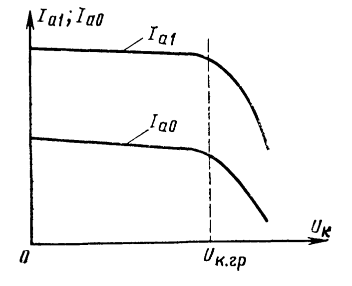


Рис. 10.10. Зависимости первой гармоники и постоянной составляющей анодного тока от амплитуды напряжения на контуре

Дальнейшее же увеличение напряжения на контуре приводит к резкому падению их вследствие уменьшения импульсов анодного тока и дополнительно из-за уменьшения содержания этих составляющих в импульсах со впадиной.

График на рис. 10.10 представляет зависимость первой гармоники анодного тока от напряжения на контуре, т. е. $I_{а1} = f(U_к)$. Но имеется и обратная зависимость — напряжение на контуре генератора пропорционально первой гармонике анодного тока:

$$U_к = I_{а1} R_э. \qquad (10.17)$$

Следовательно, в генераторе установятся ток и напряжение, удовлетворяющие одновременно этим двум зависимостям. Найти их можно по точкам пересечения графиков на рис. 10.10 и графиков, выражающих соотношение (10.17), как показано на рис. 10.11. В принятых осях координат вторая зависимость

$$I_{а1} = U_к / R_э \qquad (10.18)$$

представляет собой прямые, угол наклона которых уменьшается с увеличением $R_э$.

Придавая $R_э$ различные значения, по точкам пересечения получаем зависимости тока и напряжения от сопротивления нагрузки, которые называются нагрузочными характеристиками генератора. Из рис. 10.11 видно, что увеличение нагрузки от нуля до значения $R_э = R_{э\,гр}$, при котором генератор достигает граничного режима, приводит к почти пропорциональному возрастанию напряжения на контуре и незначительному уменьшению анодного тока. Дальнейшее увеличение нагрузки ведет к переходу генератора в перенапряженный режим — резкому падению анодного тока при небольшом увеличении напряжения на контуре (рис. 10.11). Генерируемая

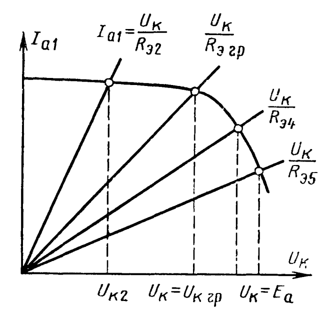


Рис. 10.11. Определение напряжения и тока при данном сопротивлении нагрузки

мощность, равная произведению этих двух величин, в недонапряженном режиме возрастает вследствие роста напряжения, а в перенапряженном режиме падает из-за резкого уменьшения анодного тока. Следовательно, можно заключить, что генерируемая мощность достигает максимума в граничном режиме. Потребляемая мощность с увеличением сопротивления нагрузки монотонно падает в соответствии с изменением постоянной составляющей анодного тока. Интересно отметить, что это свойственно только генераторам при нелинейном режиме их работы; в режиме А постоянная составляющая анодного тока не зависит от нагрузки.

На основании полученных зависимостей можно найти закон изменения КПД генератора. До граничного режима КПД возрастает, поскольку генерируемая мощность растет, а потребляемая уменьшается. В области перена-

пряженного режима благодаря тому, что и генерируемая, и потребляемая мощности уменьшаются одновременно, КПД остается почти неизменным. Мощность, рассеиваемая на аноде, равная разности между потребляемой и генерируемой мощностями, как видно из рис. 10.12, с ростом сопротивления нагрузки монотонно уменьшается.

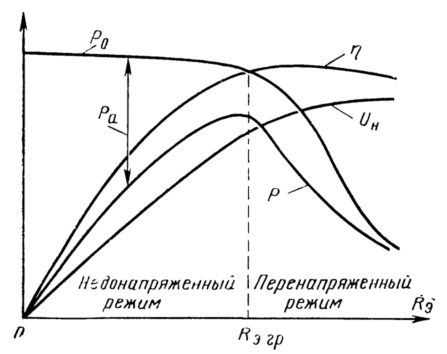


Рис. 10.12. Нагрузочные характеристики лампового генератора

Проведенный анализ показывает, что для получения максимальной мощности при высоком КПД следует использовать генератор в граничном режиме, когда $U_к = (0{,}8—0{,}9)E_а$.

Рассмотрим теперь, как изменяется режим сеточной цепи с изменением нагрузки. С увеличением сопротивления нагрузки напряжение на ней растет, а минимальное напряжение, которое действует на аноде в момент, когда на сетке максимальное напряжение (рис. 10.13), уменьшается. Поэтому происходит перераспределение электронного потока лампы в пользу сетки; ее ток растет сравнительно слабо в области недонапряженного и весьма резко в области перенапряженного режимов. Одновременно растет и мощность возбуждения.

Если рассмотреть схему сеточной цепи генератора (рис. 10.14, *а*), то легко видеть, что постоянная составляющая сеточного тока подзаряжает источник смещения $E_с$, на что тратится мощность

$$P_{с0} = I_{с0} E_с. \quad (10.19)$$

Поскольку сеточный ток создается за счет действия источника возбуждения, то и подзарядка источника смещения осуществляется за счет мощности $P_в$, затрачиваемой возбудителем. Остаток этой мощности рассеивается в виде тепла на сетке:

$$P_с = P_в - P_{с0}. \quad (10.20)$$

Из проведенного рассмотрения вытекает, что при малом сопротивлении нагрузки (в недонапряженном режиме) следует опасаться перегрева анода, а при большом сопротивлении нагрузки (в области перенапряженного режи-

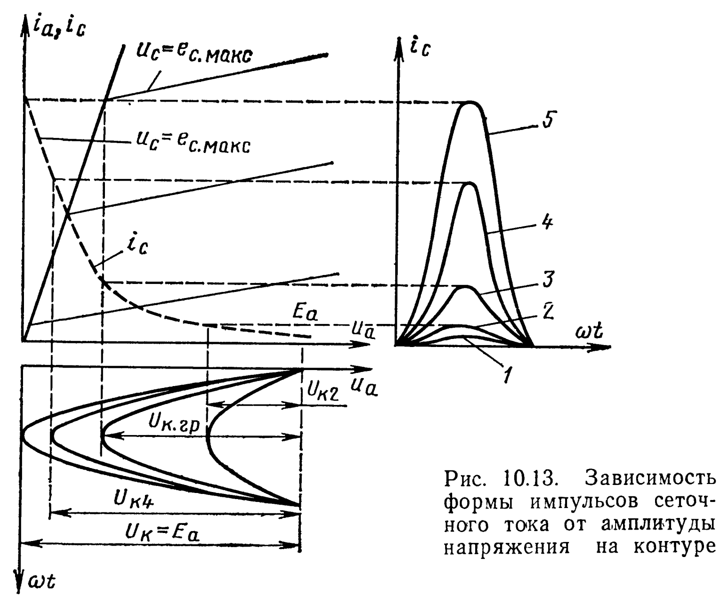


Рис. 10.13. Зависимость формы импульсов сеточного тока от амплитуды напряжения на контуре

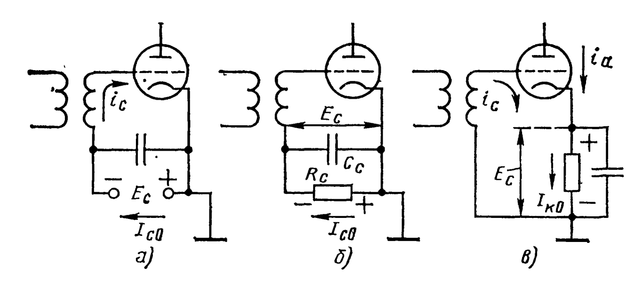


Рис. 10.14. Методы создания отрицательного напряжения смещения на управляющей сетке лампы генератора:

а — включение источника смещения; *б* — сеточное смещение; *в* — катодное смещение

ма) — перегрева сетки лампы. В триодах эта опасность грозит управляющей, а в тетродах и пентодах еще и экранирующей сетке, на которую подается значительный положительный потенциал.

Все сказанное выше относится к генераторам, у которых смещение создается специальным источником и не меняется с изменением режима. Однако такой метод создания смещения используется в общем довольно редко. На самом деле, зачем ставить источник напряжения, если его энергия не используется? Поэтому чаще его заменяют ячейкой из параллельно соединённых резистора $R_с$ и конденсатора $C_с$ (рис. 10.14, *б*). Постоянная составляющая сеточного тока, проходя через резистор, создает на нем падение напряжения

$$E_с = -I_{с0} R_с, \tag{10.21}$$

которое и действует как отрицательное напряжение на сетке относительно катода.

Переменные составляющие сеточного тока, проходя через конденсатор $C_с$ достаточно большой емкости, не создают заметного падения напряжения на нем, и можно считать, что напряжение на ячейке практически постоянно. Такую элементарную ячейку называют ц е п о ч к о й   а в т о м а т и ч е с к о г о   с м е щ е н и я. Необходимо отметить, что она обладает рядом интересных особенностей, влияющих на работу генератора. При изменении режима работы последнего изменяется сеточный ток, поэтому и смещение не остается неизменным. Независимый же источник смещения, обладающий малым внутренним сопротивлением, поддерживает смещение постоянным независимо от режима генератора.

В ряде случаев использование цепочки автоматического смещения полезно. Так, например, если из-за изменения питающих напряжений режим генератора сдвинется к перенапряженному, то ток сетки возрастет, смещение увеличится и напряженность режима несколько уменьшится. Иными словами, цепочка стабилизирует напряженность режима.

Однако иногда ее действие может привести к нежелательным эффектам. Например, если анодный контур расстроится, то напряжение на нем уменьшится, а остаточное напряжение на аноде $e_{а\,мин} = E_а - U_к$ возрастет, в результате чего анодный ток увеличится, а сеточный упадет, что, в свою очередь, приведет к уменьшению смещения и дополнительному росту анодного тока, а это может привести к перегреву анода.

Для устранения подобных неприятностей часто используют цепочку к а т о д н о г о   с м е щ е н и я (рис. 10.14, *в*). По своему принципу действия она аналогична цепочке сеточного автоматического смещения, но смещение здесь создается за счет постоянной составляющей катодного тока. Поскольку последний представляет собой суммарный ток всех электродов лампы, то значение его не зависит от напряженности режима.

Часто используются комбинированные схемы смещения, в которых оно создается одновременно за счет сеточного и катодного токов. Такие комбинированные схемы позволяют получить большую устойчивость режима.

На работу генератора оказывает влияние также способ питания других электродов лампы. В рассмотренных выше схемах питание анода ламп осу-

ществлялось через контур генератора, что опасно, если оператор в процессе эксплуатации должен перестраивать контур. Такая схема питания анода получила название **последовательной**. Чтобы обеспечить безопасность оператора, в генераторах с напряжениями выше 250 В обычно используют **параллельную** схему питания анода (рис. 10.15). В ней контур отделен

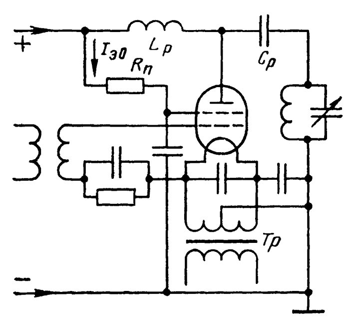


Рис. 10.15. Схема питания электродов генераторных ламп

от анода разделительным конденсатором $C_р$ достаточно большой емкости, представляющим практически короткое замыкание для токов высокой частоты. Источник же анодного напряжения включен через разделительную катушку $L_р$ (дроссель), предотвращающую замыкание токов высокой частоты через цепь питания. Сопротивление дросселя $L_р$ для первой гармоники анодного тока должно примерно в десять раз превышать эквивалентное сопротивление контура. Поскольку же последнее измеряется тысячами ом, то дроссель должен иметь большое число витков.

Защитная сетка пентодов соединяется по постоянному току с катодом или же на нее подается небольшое положительное напряжение (обычно с потенциометра в общей цепи питания).

На экранирующую сетку лампы подается значительное положительное напряжение, соизмеримое с анодным, поэтому чаще всего ее питают от анодного источника через поглотительное сопротивление $R_п$ (рис. 10.15). Постоянная составляющая тока экранирующей сетки $I_{э0}$ создает на поглотительном сопротивлении падение напряжения $U_п = I_{э0} R_п$, поэтому на экранирующую сетку подается напряжение

$$E_э = E_а - I_{э0} R_п. \qquad (10.22)$$

При подобном способе питания изменение напряженности режима так же, как и при сеточном автоматическом смещении, приводит к изменениям напряжения на экранирующей сетке, которые оказывают стабилизирующее воздействие на режим работы генератора.

Накал ламп чаще всего осуществляется от понижающего трансформатора *Тр*, один из концов или средняя точка вторичной обмотки которого заземляется. Последнее обстоятельство всегда надо иметь в виду потому, что катод лампы в некоторых схемах находится под напряжением высокой частоты относительно земли. В этих случаях необходимо в цепь накала ставить высокочастотные дроссели. В относительно мощных генераторах на лампах прямого накала токи высокой частоты, неравномерно обтекая нить, могут создать на ее выводах значительную разность потенциалов. Чтобы исключить возможность электрического пробоя, выравнивают высокочастотный потенциал выводов, соединяя их между собой через конденсатор.

10.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В рассмотренных выше ламповых генераторах неоднородный поток электронов создавался в лампе за счет воздействия на сетку напряжения смещения и возбуждения. В лампе же в пространстве между анодом и катодом действует напряжение колебательной системы, с которым взаимодействует поток электронов. В гл. 8 было показано, что транзисторы в определенных частотных пределах также могут играть роль безынерционных регуляторов тока в коллекторной цепи за счет управления напряжением на базе. Это позволяет заменить в схемах генераторов лампы на транзисторы, выдержав включение источников питания так, чтобы эмиттерный переход был смещен в пропускном направлении, а коллекторный переход в обратном (рис. 10.16, *а*).

При использовании транзисторов в схемах генераторов следует учитывать, что в отличие от ламп, которые обладают «левыми» характеристиками, характеристики транзисторов сдвинуты вправо (рис. 10.16, *б*), коллекторный и

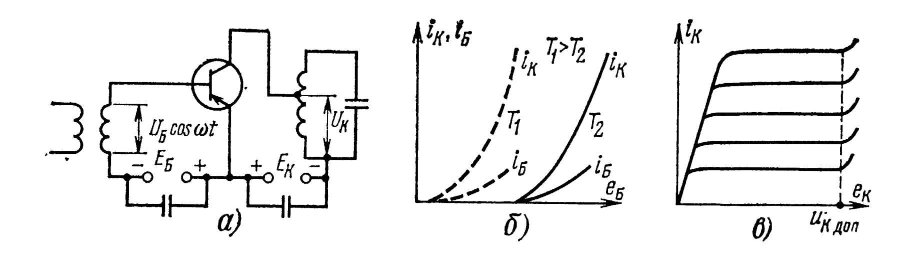


Рис. 10.16. Транзисторный генератор с внешним возбуждением и характеристики транзистора

базовый токи возникают практически при одинаковых напряжениях между базой и эмиттером, составляющих десятые доли вольта. Это позволяет приближенно полагать, что запирание транзистора происходит при нулевом напряжении на базе. Поэтому для получения режима В можно обойтись без источника смещения в цепи базы. Это же обстоятельство говорит о том, что в транзисторных генераторах невозможен буферный режим (без токов базы).

Для работы в режиме С необходимо включать источник смещения между базой и эмиттером, однако при этом в некоторые моменты времени, когда напряжение возбуждения имеет максимальную запирающую фазу, на базе возникает обратное напряжение, равное сумме напряжений возбуждения и смещения. Это может быть опасно для транзистора, так как данный участок пробивается при небольшом напряжении. Поэтому чаще всего транзисторные генераторы используют в режиме В.

Статические характеристики транзисторов в области запирающих значений напряжений на коллекторном переходе аналогичны характеристикам пентодов (рис. 10.16, *в*). Поэтому особенности недонапряженного, граничного и перенапряженного режимов, сформулированные ранее для ламповых генераторов, остаются в силе и для транзисторных генераторов. Следует только отметить, что сильно перенапряженные режимы недопустимы для транзисторов: при $U_к > E_к$ напряжение на коллекторном переходе в некоторую часть периода становится отпирающим, что приводит к резкому росту коллекторного тока обратного направления.

В недонапряженном режиме, как и в ламповых генераторах, падает КПД и возрастает мощность, рассеиваемая на коллекторе. В отличие от ламп, где анод пространственно отделен от других электродов, коллектор представляет собой часть единого кристаллического тела, каким является транзистор. Нагревание его приводит к повышению температуры транзистора, а это, в свою очередь, — к увеличению проводимости полупроводника, и при тех же напряжениях на базе токи транзистора возрастают, что проявляется в сдвиге характеристик влево (рис. 10.16, *б* — штриховые кривые).

При превышении температуры в 90—110°С у германиевых и 130—160°С у кремниевых транзисторов происходит пробой *p*—*n* переходов и транзистор выходит из строя. Чувствительность транзисторов к изменениям температуры заставляет обычно прибегать к использованию схем термокомпенсации, подобных тем, которые были приведены на рис. 9.9. Для улучшения теплоотвода от транзистора коллектор соединяют с массивным радиатором.

При использовании транзисторов в передатчиках следует учитывать еще одну особенность их рабочих режимов. Если лампы обладают значительным запасом электрической прочности и напряжение на их анодах кратковременно может даже в два раза превышать предельное напряжение, указанное в паспорте для режимов непрерывного использования, то напряжение на коллекторе транзистора даже кратковременно не должно превышать указанного в паспорте напряжения $u_{К доп}$. Превышение его приводит к возникновению вторичного пробоя и выходу транзистора из строя (рис. 10.16, *в*). Если учесть, что в граничном режиме переменное напряжение на коллекторе $U_К \approx E_К$, то, исходя из сказанного выше, следует устанавливать постоянное напряжение на коллекторе $E_К = u_{К доп}/2$.

10.4. ГЕНЕРАТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Генераторы с самовозбуждением отличаются от рассмотренных выше генераторов с внешним возбуждением наличием цепи ОС. На рис. 10.17 изображена схема автогенератора, в которой ОС осуществляется через трансформатор, связывающий анодную и сеточную цепи ламп.

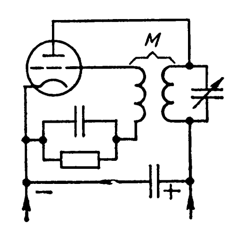


Рис. 10.17. Схема автогенератора с трансформаторной ОС

Наличие ОС создает возможность для возбуждения в схеме незатухающих колебаний без воздействия внешнего источника. Это может вызвать недоумение: если бы в контуре в начальный момент существовали колебания, то из-за наличия ОС на сетке возникло бы напряжение возбуждения и благодаря усилительным свойствам генератора колебания в данной замкнутой системе продолжались бы неограниченно долго. Но ведь в момент включения генератора этих колебаний нет?!

Обратимся к гармоническому анализу. В момент включения во всех цепях генератора проходят кратковременные импульсы токов, заряжающих емкости схемы. Из § 2.5 известно, что одиночный импульс образует сплошной спектр колебаний, одно из которых поэтому обязательно совпадает с собственной частотой колебательной системы генератора. Колебание возбудит контур, и по цепи ОС на сетку лампы поступит напряжение данной частоты. Под его действием анодный ток лампы станет изменяться с той же частотой, переменная составляющая его, проходя через контур, будет усиливать возникшие в нем колебания. Амплитуда их будет нарастать до тех пор, пока энергия, приносимая в контур, не сравняется с энергией возрастающих потерь, после чего в схеме установятся колебания с постоянной амплитудой. Этот процесс называется самобозбуждением генератора. Поскольку генератор здесь является автономной системой (лишенной внешних возбуждений), то его называют также автогенератором, а колебания в нем — автоколебаниями.

Следует отметить, что здесь самовозбуждение автогенератора представлено несколько упрощенно. На самом деле, для того чтобы все происходило подобным образом, необходимо выполнить некоторые условия.

Во-первых, для того чтобы первичное напряжение на контуре усиливалось, необходимо, чтобы переменная составляющая анодного тока создавала на контуре падение напряжения, совпадающее по фазе с первичным, т. е. сумма всех фазовых сдвигов напряжений, накапливающихся при обходе замкнутой автоколебательной системы, должна быть равна нулю или целому числу 2π рад. Это требование называют фазовым условием самовозбуждения или условием баланса фаз в автогенераторе. Поскольку фазовые сдвиги при данных параметрах схемы зависят от частоты, то это условие определяет частоту генерируемых колебаний.

Второе условие в общем виде можно сформулировать следующим образом: первичные колебания в схеме будут нарастать, если мощность подводимых к контуру колебаний будет больше мощности потерь в нем. Это условие выполняется при определенных соотношениях амплитуд токов и напряжений в схеме и называется поэтому амплитудным условием самовозбуждения. Найдем математическую форму, выражающую это условие. Согласно формуле (8.14) первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = S(U_c + DU_a), \qquad (10.23)$$

где S — крутизна характеристики лампы; U_c — амплитуда напряжения на сетке; U_a — амплитуда напряжения на аноде и D — проницаемость лампы.

Напряжение на сетке лампы пропорционально напряжению на контуре:

$$U_c = kU_к, \qquad (10.24)$$

где k — коэффициент обратной связи, показывающий, какая доля напряжения на контуре подается по цепи ОС на сетку.

Переменное напряжение на аноде лампы противофазно напряжению на контуре [см. (10.4) и (10.3), а также рис. 10.3]:

$$U_к = -U_a. \qquad (10.25)$$

Подставив выражения (10.24) и (10.25) в (10.23), получим

$$I_{a1} = SU_к(k - D). \qquad (10.26)$$

Напряжение, создаваемое этим током на контуре,

$$U'_к = I_{a1}R_э = SU_к(k - D)R_э, \qquad (10.27)$$

где $R_э$ — эквивалентное сопротивление контура, а $U'_к$ — напряжение на контуре, возникшее в результате срабатывания схемы под действием первичного напряжения $U_к$. Если подводимая к контуру мощность больше потерь в нем, то

$$U'_к > U_к, \qquad (10.28)$$

и колебания будут нарастать.

Подставив формулу (10.27) в (10.28), получим

$$SR_э(k - D) > 1 \qquad (10.29)$$

или в другом виде

$$k > \frac{1}{SR_э} + D. \qquad (10.30)$$

Отсюда видно, что для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы коэффициент ОС превышал некоторое критическое (минимальное) значение, которое тем больше, чем меньше крутизна лампы в эквивалентное сопротивление контура и чем больше проницаемость лампы.

Для получения высокого КПД генератора нужно, чтобы он работал в режиме В или С, а для этого на сетку лампы следует подать значительное отрицательное смещение $-E_с$, запирающее лампу в отсутствие напряжения возбуждения. Но тогда первичные небольшие по амплитуде колебания не смогут отпереть лампу (рис. 10.18) и генератор не возбудится. Для самовозбуждения генератора в этом случае необходимо, чтобы в первый же момент включения в контуре возникли колебания значительной амплитуды (подобный режим самовозбуждения принято называть «жестким»), а этого обычно не происходит. Поэтому для возбуждения колебаний в генераторе от самых малых первичных толчков нужно, чтобы в начальный момент лампа была отперта и работала на участке с максимальной крутизной, как это следует из выражения (10.30). Для этого следует устанавливать либо нулевое, либо очень малое смещение, но при этом генератор будет иметь очень низкий КПД.

Возникающее противоречие между требованием получения высокого КПД

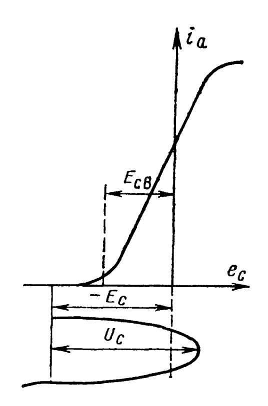
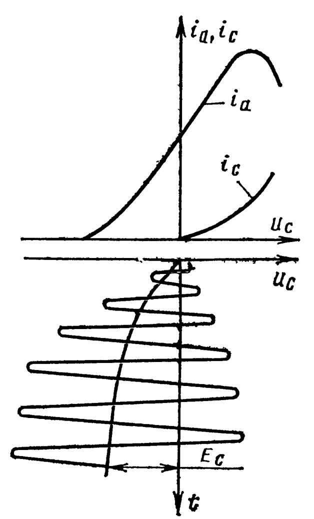


Рис. 10.18. Напряжение смещения на управляющей сетке лампы в режиме С

и легкого или, как принято говорить, «мягкого» самовозбуждения можно устранить, применив цепочку сеточного автоматического смещения. В момент включения, когда колебаний еще нет, нет напряжения на сетке, нет сеточных токов, и, следовательно, нет смещения, поэтому лампа работает на участке с большой крутизной (рис. 10.19) и генератор легко возбуждается. По мере нарастания амплитуды колебаний растет и напряжение возбуждения, увеличиваются сеточный ток и смещение, создаваемое цепочкой $R_сC_с$. В установившемся режиме на сетке лампы создается достаточно большое смещение, и генератор работает в режиме В или С с высоким КПД. Благодаря подобному действию цепочки автоматического смещения она используется практически во всех автогенераторах.

Разберем теперь более подробно, чем определяется прекращение нарастания колебаний в схеме и переход к установившемуся состоянию с постоянными амплитудами. Рассматривая рис. 10.19, можно заметить, что увеличение смещения в процессе возбуждения генератора приводит к тому, что все большая и большая часть периода переменного напряжения на сетке $u_с$ попадает на участок характеристики лампы, где ее крутизна либо сильно уменьшена, либо равна нулю. Поэтому нужно уже говорить о некоторой средней крутизне лампы, которая с появлением отсечки уменьшается. Например, в режиме В половину периода лампа заперта, поэтому средняя крутизна в



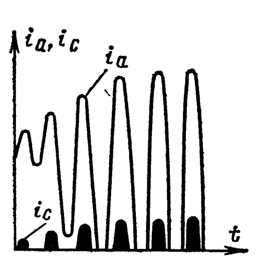


Рис. 10.19. Напряжения и токи в процессе самовозбуждения автогенератора при автоматическом сеточном смещении

два раза меньше статической крутизны отпертой лампы. Уменьшение средней крутизны ведет к падению амплитуды первой гармоники анодного тока и мощности, подводимой к контуру.

С другой стороны, увеличение амплитуды напряжения на сетке и сеточного тока приводит к росту мощности возбуждения лампы, которая отбирается из контура. При этом возрастают потери, вносимые в контур, и уменьшается его эквивалентное сопротивление. Увеличение напряжения возбуждения сверх некоторого значения может также привести к прекращению нарастания анодного тока из-за перехода в перенапряженный режим, когда содержание первой гармоники уменьшается вследствие искажения формы импульсов, а это также можно рассматривать как уменьшение средней крутизны лампы.

Нарастание колебаний в схеме прекращается, когда наступает баланс подводимой к контуру и расходуемой в нем мощности; об этом свидетельствует равенство первичного напряжения на контуре и напряжения, возникшего под его воздействием в результате «срабатывания» схемы:

$$U'_{\text{к}} = U_{\text{к}}. \tag{10.31}$$

Отсюда, учитывая соотношение (10.27), получаем

$$k = \frac{1}{S_{\text{ср}} R_{\text{э}}} + D. \tag{10.32}$$

Полученное соотношение выражает условие установления амплитуды колебаний в схеме. Поскольку оно отражает баланс энергии в автоколебательной системе, его обычно называют **уравнением баланса амплитуд**.

Рассмотрим теперь вопрос о том, как нужно выбирать коэффициент ОС и какое влияние его выбор окажет на амплитуду колебаний в схеме. Ответ на этот вопрос можно получить из рассмотрения так называемых «колебательных характеристик» генераторов. Происхождение их основано на том, что всегда можно представить автогенератор как генератор с внешним возбуждением, вход и выход которого соединены линией ОС.

Колебательными характеристиками называют зависимости первой гармоники анодного тока генератора с разорванной цепью ОС от напряжения возбуждения, снятые при некоторых постоянных смещениях на сетку $E_{\text{с}}$. При $E_{\text{с}} = 0$ лампа отперта и увеличение переменного напряжения на ее сетке создает пропорциональное возрастание первой гармоники анодного тока, пока рост сеточного тока не прекратит этот процесс; затем первая гармоника анодного тока будет даже уменьшаться из-за появления провалов в импульсах (рис. 10.20).

Если повторить тот же опыт, но подать небольшое отрицательное смещение на сетку $-E_{\text{с}1}$, то вначале нарастание анодного тока будет замедленным из-за криволинейности нижнего

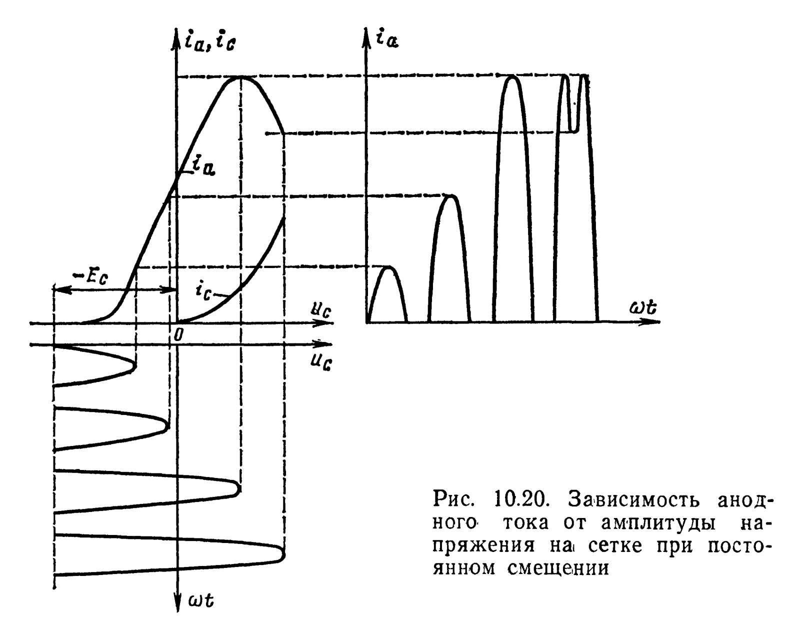


Рис. 10.20. Зависимость анодного тока от амплитуды напряжения на сетке при постоянном смещении

участка характеристики лампы, затем наступит более быстрое нарастание, которое прекратится и сменится спаданием при переходе в перенапряженный режим. Благодаря наличию смещения это наступит при большем напряжении возбуждения, чем в первом случае. Еще более ярко те же изменения проявятся при дальнейшем увеличении смещения ($-E_{c2}$, $-E_{c3}$ и т. д.). В результате таких опытов будут получены зависимости, изображенные на рис. 10.21.

А теперь вспомним, что благодаря наличию ОС в автогенераторе существует и обратная зависимость: чем больше первая гармоника анодного тока, тем больше напряжение на контуре и пропорциональное ему напряжение возбуждения:

$$U_c = k\,U_к = k\,I_{a1}\,R_э. \qquad (10.33)$$

Если изобразить эти зависимости в координатах (I_{a1}, U_c), принятых для графиков колебательных характеристик, то они будут иметь вид семейства прямых, выходящих из начала координат, наклон которых тем больше, чем больше коэффициент ОС, т. е. $I_{a1} = U_c/kR_э$. Точка пересечения прямой ОС с колебательной характеристикой (рис. 10.22) определяет первую гармонику анодного тока и напряжение на сетке, которые

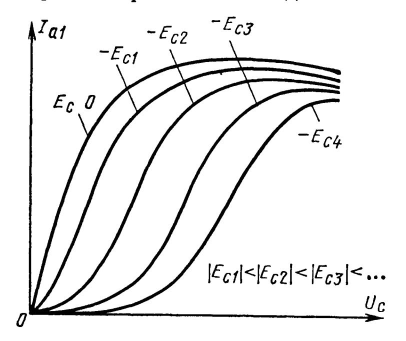


Рис. 10.21. Колебательные характеристики генератора

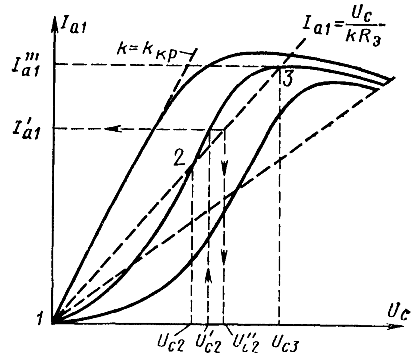


Рис. 10.22. Определение стационарного режима по колебательным характеристикам

удовлетворяют обеим зависимостям; они и устанавливаются в схеме при данном коэффициенте ОС и смещении.

Из рассмотрения рис. 10.22 видно, что при $k<k_{кр}$ прямые ОС не пересекают колебательные характеристики, что свидетельствует о невозможности самовозбуждения генератора. При $k>k_{кр}$ самовозбуждение становится возможным, но в ряде случаев имеются три точки (*1, 2* и *3*) пересечения колебательных характеристик. Какая же из них определяет стационарное состояние генератора?

Легко показать, что точка *2* будет неустойчивой. Действительно, допустим, что в силу каких-то случайных причин напряжение на сетке возросло от U_{c2} до U'_{c2}. Это приведет к увеличению анодного тока до I'_{a1}, но по характеристике ОС можно видеть, что напряжение на сетке станет тогда $U''_{c2}>U'_{c2}$ и т. д. Ток и напряжения будут быстро нарастать до значений I'''_{a1} и U_{c3}, которые окажутся устойчивыми потому, что увеличение одного из них приводит к уменьшению другого. Аналогично можно убедиться, что малейшее уменьшение тока или напряжения в точке *2* приведет к быстрому переходу генератора в состояние, соответствующее точке *1*, т. е. к срыву колебаний.

Из тех же построений видно, что увеличение коэффициента ОС от $k_{кр}$ сначала приводит к росту амплитуды анодного тока и напряжения на сетке, затем рост прекращается и даже наступает некоторый спад анодного тока из-за перехода генератора в перенапряженный режим. Следовательно, для возбуждения генератора необходимо установить ОС, превышающую некоторое критическое значение, однако выбирать ее очень большой также нецелесообразно, так как это приводит не к увеличению, а к снижению мощности генератора. Оптимальную ОС устанавливают расчетным или опытным путем.

В большинстве ламповых автогенераторов отсутствует катушка связи (см. рис. 10.17). Напряжение на сетку лампы просто снимается с одного из элементов колебательной системы путем непосредственного присоединения к нему участка сетка — катод лампы. Следовательно, в таких генераторах лампа присоединяется к колебательной системе тремя точками: анодом, катодом и сеткой. Поэтому такие генераторы получили название т р е х т о ч е ч н ы х.

Для удобства изучения многочисленных схем трехточечных генераторов познакомимся с их основными общими свойствами. Сопротивление части колебательной системы, включенное между анодом и катодом лампы (рис. 10.23), будем обозначать X_1, между

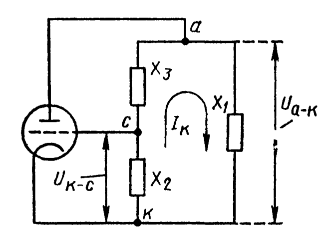


Рис. 10.23. Обобщенная схема трехточечного автогенератора

катодом и сеткой X_2 и между сеткой и анодом X_3 (активными составляющими, как правило, можно пренебрегать по сравнению с реактивными). В общем случае эти сопротивления могут представлять собой эквивалентные параметры любой сложной цепи. Будем также считать, что они включают в себя все паразитные параметры схемы (индуктивности выводов, междуэлектродные емкости лампы и др.).

Колебания в генераторе могут возникнуть только на собственной частоте его колебательной системы. Напомним, что при собственных колебаниях в системе происходят периодические переходы запасаемой магнитной энергии в электрическую и наоборот. Запасы этих энергий одинаковы, поэтому система без потерь не потребляет энергии. В ней протекает кольцевой ток $I_к$, для которого в силу отмеченных особенностей сумма реактивных сопротивлений равна нулю:

$$X_1+X_2+X_3=0. \qquad (10.34)$$

Поскольку все реактивные сопротивления зависят от частоты, то условие (10.34) определяет частоты колебаний, которые могут возбудиться в генераторе. Таких частот может быть одна, две, три... и в общем случае сколько угодно в зависимости от вида колебательной системы.

Напряжение между анодом и катодом можно определить как произведение тока $I_к$ в колебательной системе на сопротивление элемента X_1, включенного между этими электродами:

$$U_{а.к}=I_к X_1. \qquad (10.35)$$

Напряжение между катодом и сеткой

$$U_{к.с}=I_к X_2. \qquad (10.36)$$

Напряжение возбуждения, наоборот, отсчитывается от сетки к катоду:

$$U_{с.к} = -U_{к.с} = -I_к X_2. \qquad (10.37)$$

Из выражений (10.35) и (10.37) вытекает, что

$$U_{с.к} = -U_{а.к} \frac{X_2}{X_1}. \qquad (10.38)$$

Из рассмотрения графиков на рис. 10.3 следует, что для пополнения энергии в контуре напряжение возбуждения должно быть в противофазе по отношению к напряжению между анодом и катодом. Это будет выполнено, если отношение

$$X_2/X_1 > 0. \qquad (10.39)$$

Из выражения (10.38) также следует, что оно выражает коэффициент ОС генератора:

$$\frac{X_2}{X_1} = -\frac{U_{с.к}}{U_{а.к}} = k. \qquad (10.40)$$

Условие (10.39) выполняется, если одновременно сопротивления X_2 и X_1 либо отрицательны, либо положительны. Для выполнения же условия (10.34) сопротивление X_3 должно иметь обратный им знак.

Рассмотрим, к каким возможным схемам автогенераторов можно прийти на основании данных выводов. Если $X_1 > 0$, $X_2 > 0$, а $X_3 < 0$, то эквивалентная схема автогенератора принимает вид, изображенный на рис. 10.24, *а*.

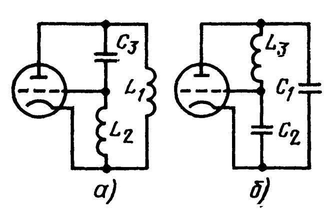


Рис. 10.24. Схемы одноконтурных трехточечных автогенераторов:
а — индуктивный трехточечный автогенератор; *б* — емкостный трехточечный автогенератор

Такая схема получила название **и н д у к т и в н о г о т р е х т о ч е ч н о г о а в т о г е н е р а т о р а**. Если же $X_1 < 0$, $X_2 < 0$, а $X_3 > 0$, то эквивалентная схема автогенератора принимает вид, изображенный на рис. 10.24, *б*. Эта схема получила название **е м к о с т н о г о т р е х т о ч е ч н о г о а в т о г е н е р а т о р а**.

Уяснение общих условий самовозбуждения и свойств автогенераторов позволяет легко разобраться в схемах и особенностях работы различных практических схем.

Одноконтурные автогенераторы. Наиболее просты те схемы автогенераторов, в которых сопротивления X_1, X_2 и X_3 образуют один колебательный контур; такие генераторы называют **о д н о к о н т у р н ы м и**.

На рис. 10.25, *а* изображена практическая схема индуктивного одноконтурного автогенератора.

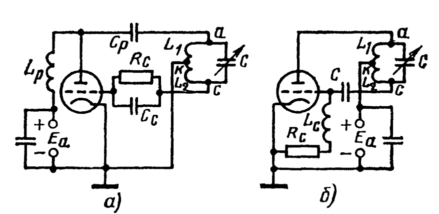


Рис. 10.25. Практические схемы автогенераторов с автотрансформаторной ОС

Индуктивности L_1 и L_2 в ней представлены участками одной катушки, с части которой как с автотрансформатора снимается напряжение на сетку лампы. Поэтому данную схему часто называют **г е н е р а т о р о м с а в т о т р а н с ф о р м а т о р н о й о б р а т н о й с в я з ь ю**.

Следует обратить внимание на то, что точка *k* присоединения катода должна лежать между точками *a* и *c* присоединения анода и сетки. Только в этом случае соблюдается правильная фазировка схемы (напряжение на сетке меняется противофазно напряжению на аноде). Если поменять местами точки присоединения катода и сетки, то схема самовозбуждаться не будет. На эквивалентной схеме это отразится согласно принятым обозначениям так, что теперь роль сопротивления X_1 будет играть конденсатор *C*, а сопротивления X_2 и X_3 будут представлены участками катушки L_1 и L_2. Такая схема не должна возбуждаться, поскольку коэффициент ОС в ней.

$$k = -\frac{\omega L_2}{1/\omega C} < 0.$$

Цепь постоянной составляющей сеточного тока в схеме на рис. 10.25, *а* замыкается через часть катушки L_2. При такой последовательной схеме включения цепи автоматического смещения неизбежно применение парал-

лельной схемы питания анода, так как иначе анодное напряжение попадет на сетку. Этого можно избежать, если применить схему параллельного автоматического смещения (рис. 10.25, *б*).

Регулировка ОС достигается перемещением точки *c* по катушке. Изменение положения точки *k* приводит одновременно к изменению коэффициента ОС и коэффициента включения контура, т. е. к изменению эквивалентного сопротивления нагрузки для лампы. Изменение частоты генерации достигается чаще всего изменением емкости конденсатора *C*.

С помощью таких схем удается плавно изменять частоту с перекрытием $K_f = f_{макс}/f_{мин}$, равным нескольким единицам. Такие генераторы получили широкое распространение в диапазонах ДВ и СВ. На частотах выше 10 МГц индуктивность катушек настолько уменьшается, что в них остается всего несколько витков. Из-за этого регулирование ОС становится весьма грубым и поэтому на указанных частотах целесообразнее перейти на другие схемы автогенераторов.

На рис. 10.26, *а* изображена практическая схема емкостного трехточечного автогенератора. Напряжение ОС здесь снимается с конденсатора C_2. Такой генератор может работать только при параллельных схемах автоматического смещения и питания анода. Неудобство данной схемы по сравнению с предыдущей заключается в том, что изменение ОС путем изменения емкости конденсатора C_2 неизбежно приводит к изменению частоты генератора. Чтобы уменьшить это влияние, емкости конденсаторов C_1 и C_2 выбирают минимальными, а настройку производят дополнительным конденсатором большей емкости *C* (рис. 10.26, *б*). Этот генератор тоже хорошо работает на ДВ и СВ. На более коротких волнах паразитные емкости схемы (междуэлектродные емкости лампы, монтажные емкости) становятся соизмеримыми с емкостями контура, что затрудняет регулировку ОС и сужает рабочий диапазон частот генератора.

Основные достоинства одноконтурных генераторов — простота устройства, однозначность настройки, широкий диапазон перестройки. Основной же недостаток их заключается в том, что единственный контур, определяющий рабочую частоту, служит также нагрузкой генератора, в которой выделяется генерируемая мощность, и он же связывается с внешними потребителями энергии. Мощность, выделяемая в контуре, превращается в тепло, детали контура изменяют свои размеры и электрические параметры, что приводит к уходу частоты генератора. Внешние потребители вносят в контур переменные реактивные сопротивления и тоже изменяют рабочую частоту генератора. Стабильность же частоты является важнейшим показателем качества его работы. Этот принципиальный недостаток может быть устранен только переходом к более сложным — двухконтурным или многоконтурным — генераторам.

Двухконтурные автогенераторы. При введении в колебательную систему автогенератора второго контура появляется принципиальная возможность разделения между ними функций стабилизации частоты, с одной стороны, и выделения мощности и связи с нагрузкой — с другой. Проще всего эта задача решается путем включения в анодную цепь любого из рассмотренных выше автогенераторов дополнительного контура последовательно с основным (рис. 10.27). Если эквивалентное сопротивление дополнительного контура *2* много больше эквивалентного сопротивления контура *1*, определяющего частоту, то большая доля генерируемой мощности выделяется в контуре *2*; его и нужно связывать с внешним потребителем энергии. Первый контур, наоборот, насколько возможно изолируют от всех внешних влияний (экранируют его, а в ряде случаев и помещают в термо-

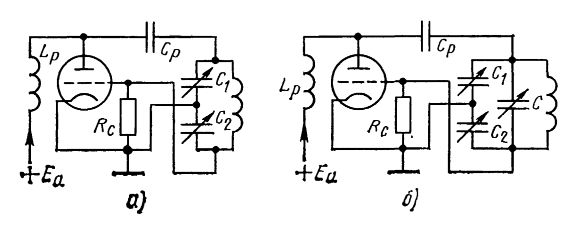


Рис. 10.26. Практические схемы автогенератора с емкостной ОС

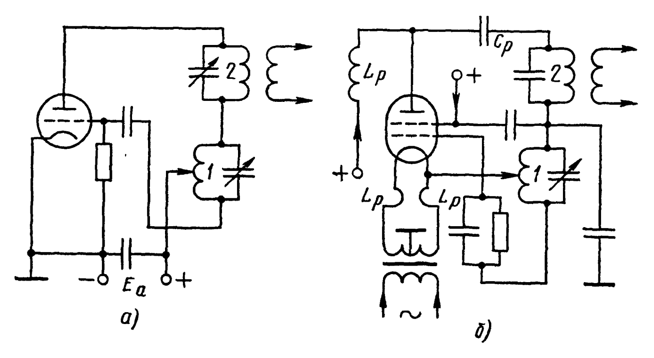


Рис. 10.27. Двухконтурный автогенератор с электронной связью:

а — развязка контуров; *б* — практическая схема

стат). Однако при использовании в генераторе триодов внешние влияния могут передаваться в контур *1* из контура *2* через емкость анод — сетка лампы.

Чтобы устранить эту емкостную связь, в генераторах данного типа применяют тетроды или пентоды (рис. 10.27,*б*), экранирующая сетка которых, заземленная по высокой частоте, практически уничтожает емкостную связь между контурами. Единственный вид связи, который нельзя ликвидировать в этой схеме, — это связь за счет общего электронного потока, последовательно обтекающего контуры. Поэтому данная схема и получила название генератора с электронной связью. Вследствие того, что экранирующая сетка и верхняя точка контура *1* заземлены, катод лампы находится под напряжением высокой частоты и его нельзя непосредственно заземлять. Поэтому в лампах прямого накала включают высокочастотные разделительные дроссели $L_р$ в цепь нити накала.

Интересной особенностью работы такого генератора является возможность при настройке контура *2* на одну из высших гармоник анодного тока получать повышенную частоту на выходе. При этом благодаря настройке контуров на разные частоты еще больше ослабляется их взаимное влияние и тем самым повышается стабильность частоты. Частотные же ограничения, свойственные рассмотренным выше одноконтурным генераторам, остаются в силе и для этого двухконтурного генератора.

В диапазонах КВ и УКВ основное распространение нашли двухконтурные автогенераторы, в которых связь между контурами осуществляется через одну из междуэлектродных емкостей лампы. Здесь уже два из трех сопротивлений X_1, X_2 и X_3, входящих в общую схему трехточечного автогенератора, представляют собой эквивалентные сопротивления контуров, а одно из них является сопротивлением связывающей их междуэлектродной емкости.

Схем, построенных по такому принципу, можно предложить три (рис. 10.28). В генераторе, схема которого изображена на рис. 10.28, *а*, связь между контурами осуществляется через емкость $C_{а\,с}$ лампы. Оба контура имеют общую точку, соединенную с катодом; в соответствии с этим схема получила название генератора с общим катодом. В генераторе на рис. 10.28, *б* связь между контурами осуществляется через емкость $C_{а.к}$ лампы. По тому же признаку, что и в первом случае, эту схему называют генератором с общей (заземленной) сеткой.

Контуры в генераторе на рис. 10.28, *в* связываются через емкость $C_{с.к}$ лампы. Эту схему называют генератором с общим (заземленным) анодом.

Остановимся несколько подробнее на свойствах таких генераторов, поскольку они исключительно широко распространены в технике радиопередающих и радиоприемных устройств.

Система двух связанных контуров, как было показано в гл. 3, обладает двумя собственными частотами (их также называют частотами связи): нижней и верхней. Найдем их из графического решения уравнения (10.34). Для этого построим на одном

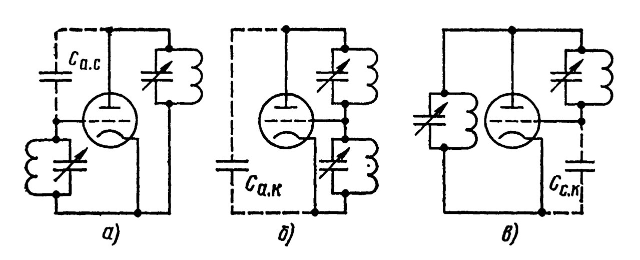


Рис. 10.28. Двухконтурные автогенераторы со связью контуров через междуэлектродные емкости лампы:
а — генератор с общим катодом; *б* — генератор с общей сеткой; *в* — генератор с общим анодом

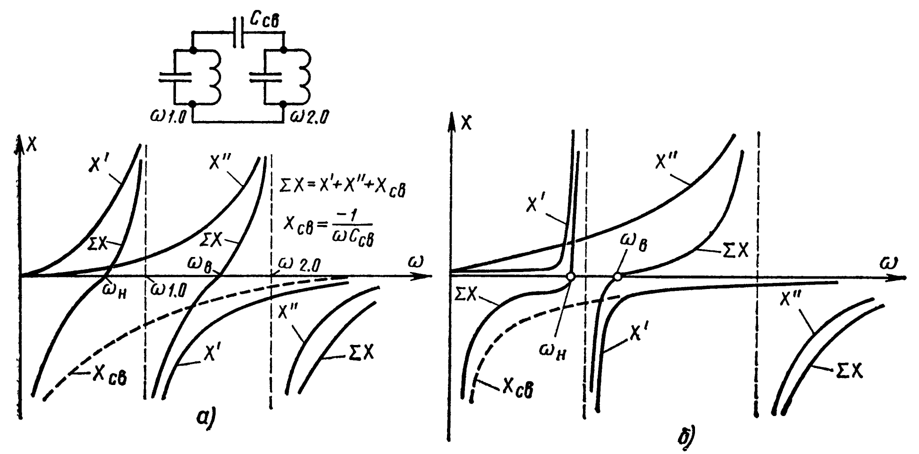


Рис. 10.29. К определению собственных частот колебательной системы, состоящей из двух контуров, связанных через емкость:
а — при одинаковой добротности контуров; *б* — добротность одного из контуров много больше добротности второго

графике зависимости всех трех сопротивлений от частоты и просуммируем их. В гл. 2 было показано, что реактивное сопротивление параллельного контура уходит в бесконечность с разными знаками по обе стороны от резонансной частоты (см. рис. 2.40). Сопротивление же емкости связи монотонно убывает с частотой. Допустим, что один контур настроен на частоту $\omega_{1\,0}$, а второй — на частоту $\omega_{2\,0}$. Тогда зависимости реактивных сопротивлений элементов колебательной системы от частоты изобразятся графиками на рис. 10.29, *а*.

Ход зависимости суммарного сопротивления нетрудно понять: при $\omega \to 0$ преобладающее значение имеет сопротивление емкости связи, стремящееся к бесконечности с отрицательным знаком, а при $\omega \to \omega_{1\cdot 0}$ преобладающее значение будет иметь положительное сопротивление первого контура, уходящее в бесконечность. Следовательно, в области от 0 до $\omega_{1\,0}$ частоты контура, настроенного на меньшую частоту, найдется такая частота $\omega_н$, при которой суммарное сопротивление пройдет через нуль; это определит нижнюю частоту связи. Аналогичные рассуждения позволяют заключить, что верхняя частота связи $\omega_в$, при которой суммарное сопротивление снова пройдет через нуль, лежит между собственными частотами контуров.

Важно обратить внимание на то, что если добротность одного из контуров много выше добротности второго, то обе частоты связи будут близки к собственной частоте высокодобротного контура. Такой случай показан на рис. 10.29, *б*. Это происходит из-за того, что резонансные характеристики

идут тем круче и тем ближе «прижимаются» к резонансной частоте, чем выше добротность контура.

Рассмотрим теперь вопрос о том, какая из частот связи может возбудиться в двухконтурных генераторах. Для нижней частоты связи, лежащей ниже собственных частот обоих контуров, эквивалентные сопротивления последних имеют индуктивный характер. Для верхней же частоты связи, лежащей между собственными частотами контуров, эквивалентные сопротивления этих контуров имеют противоположный характер: у контура с меньшей собственной частотой емкостный, а у контура с большей собственной частотой — индуктивный.

В схеме с общим катодом на месте сопротивлений X_1 и X_2 помещены контуры. Для выполнения фазовых условий самовозбуждения их сопротивления должны иметь одинаковый знак. Следовательно, генератор может возбудиться на нижней частоте связи и не может возбудиться на верхней. Генератор возбуждается при этом по эквивалентной схеме индуктивного трехточечного генератора.

В схеме с общей сеткой роль сопротивления X_1 играет емкость $C_{а.к}$, следовательно, контур, помещенный на месте сопротивления X_2, должен быть эквивалентен емкости, что возможно, если частота связи, на которой происходит самовозбуждение, лежит выше его собственной частоты. Для этого генератор должен возбудиться на верхней частоте связи и контур, включенный на месте X_2 (между сеткой и катодом лампы), должен быть настроен на частоту ниже частоты второго контура, стоящего между анодом и сеткой. Генератор работает при этом по эквивалентной схеме емкостного трехточечного генератора.

В генераторе с общим анодом на месте сопротивления X_2 помещена емкость $C_{с\,к}$, следовательно, эквивалентное сопротивление контура X_1 должно иметь емкостный характер. Это возможно, если генератор возбуждается на верхней частоте связи и контур, включенный между анодом и катодом лампы, настроен на более низкую частоту, чем контур, включенный между анодом и сеткой. Генератор в этом случае возбуждается по эквивалентной схеме емкостного трехточечного генератора.

Возникает вопрос: как следует регулировать схемы, чтобы добиться желаемого разделения функций между контурами? В генераторе с общим катодом основная мощность выделяется в контуре, включенном между анодом и катодом лампы, поэтому его следует связывать с нагрузкой. При этом схему надо отрегулировать так, чтобы частоту в основном определял другой контур (между катодом и сеткой), в котором выделяется малая мощность.

Очевидно, что на частоту связи основное влияние оказывает тот контур, который в наименьшей степени расстроен относительно нее. В этом случае частота связи лежит в области резких изменений эквивалентного сопротивления $X_э(\omega)$ данного контура, и перестройка его, как показывает выражение (10.34), в наибольшей степени изменит сумму реактивных сопротивлений всей системы, которая и определяет частоту. Это можно также уяснить из графиков на рис. 10.30, где показано изменение частоты генерации $\omega'_н - \omega_н$ сильно (рис. 10.30, *а*) и слабо (рис. 10.30, *б*) расстроенными контурами при одинаковом смещении их резонансных частот $\Delta\omega_{2\,0} = \Delta\omega_{1\,0}$.

Поскольку в генераторе с общим катодом возбуждается нижняя частота связи, то катодно-сеточный контур следует настраивать на частоту более низкую, чем анодно-катодный. Чем больше взаимная расстройка этих контуров, тем меньше влияние анодно-катодного контура на частоту, но меньше и мощность, которая выделяется в нем.

В генераторе с общей сеткой также было бы желательно, чтобы частоту определял катодно-сеточный контур, поскольку в анодно-сеточном контуре выделяется основная мощность и его нужно связывать с нагрузкой. Однако, как будет показано далее (при рассмотрении работы усилителя с общей сеткой), катодно-сеточный контур, шунтируемый малым входным сопротивлением лампы, оказывается низкодобротным и не может стабилизировать частоту генерации. Следовательно, в генераторе с общей сеткой не удается осуществить разделение функции между контурами, вследствие чего эта схема не используется для получения высокой стабильности частоты.

В генераторе с общим анодом, где основная мощность выделяется в анодно-катодном контуре и возбуждается верхняя частота связи, желательно, чтобы частоту определил анодно-сеточный контур. Последнее достигается, если он настроен на более высокую частоту, чем анодно-катодный контур. Это согласуется с полученными выше условиями самовозбуждения.

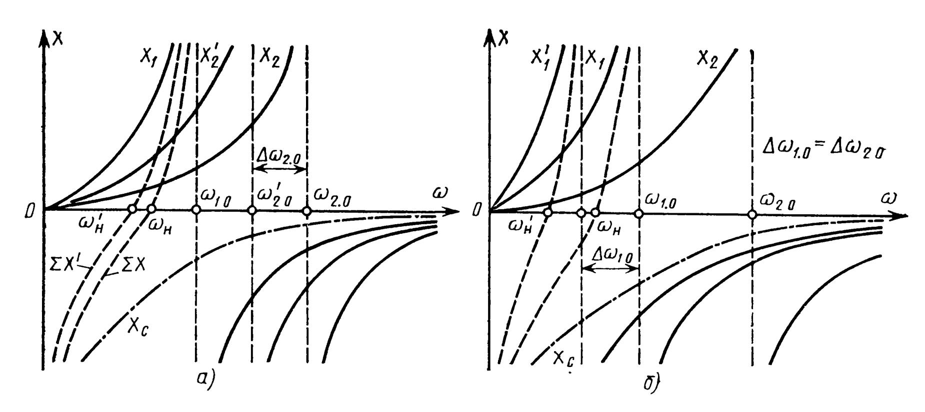


Рис. 10.30. Влияние перестройки одного из контуров на нижнюю частоту связи системы двух контуров, связанных через емкость:

а — при перестройке контура, настроенного на более высокую частоту; *б* — при перестройке контура, настроенного на более низкую частоту

Таким образом, две из трех двухконтурных схем позволяют в значительной мере решить задачу о разделении функций между контурами и получить более высокую стабильность частоты, чем ее могут дать одноконтурные автогенераторы.

10.5. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

Во всех схемах генераторов с самовозбуждением, рассмотренных в предыдущем параграфе, лампы могут быть заменены транзисторами. Все особенности работы этих генераторов, отмеченные выше, при этом сохраняются неизменными. Исключение составляет схема двухконтурного генератора с электронной связью, которая собирается на многоэлектродной лампе; последнюю можно заменить двумя транзисторами, но такая схема не получила широкого распространения, поэтому она рассматриваться не будет.

Специфическую особенность построения схем транзисторных автогенераторов определяет «правое» расположение характеристик транзисторов. Если сохранить при этом только используемую в ламповых автогенераторах цепочку автоматического смещения, то при включении схемы на базе будет нулевое смещение, при котором транзистор заперт, и колебания смогут возникнуть только при наличии значительных по амплитуде начальных колебаний, что маловероятно. Для получения «мягкого» режима самовозбуждения необходимо, чтобы в начале процесса транзистор работал на участке характеристики с высокой крутизной. Это достигается подачей на базу части напряжения коллекторного источника (которое для эмиттерного перехода будет отпирающим) через делитель напряжения из резисторов R_1 и R_2 (рис. 10.31).

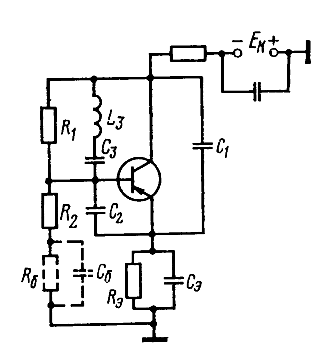


Рис. 10.31. Транзисторный автогенератор по схеме Клаппа

Для получения нужного угла отсечки после установления стационарной амплитуды колебаний в схеме используется дополнительная цепочка базового $R_бC_б$ или эмиттерного $R_эC_э$ автосмещения. Последняя вместе с делителем напряжения R_1, R_2 служит также для термостабилизации. С ростом амплитуды колебаний в схеме возрастает и вырабатываемое ими смещение, что поз-

воляет в установившемся режиме получить нужные углы отсечки.

Изображенная на рис. 10.31 схема является широко используемой на практике разновидностью емкостного трехточечного генератора, называемой схемой Клаппа. В ней последовательно с катушкой индуктивности включается дополнительный конденсатор C_3. Это увеличивает общее емкостное сопротивление конденсаторов контура, поэтому для получения резонанса на заданной частоте нужно увеличить индуктивность катушки. Последнее дает возможность увеличить ее диаметр и сечение провода, а следовательно, уменьшить потери и увеличить добротность, что, как будет показано в гл. 12, приводит к повышению стабильности частоты автогенератора. Данная схема используется на частотах до 200—300 МГц.

Двухконтурные схемы на транзисторах применяются преимущественно в высокостабильных кварцевых генераторах, которые рассматриваются в гл. 13.

10.6. УСТРАНЕНИЕ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Проведенное выше рассмотрение процесса самовозбуждения генераторов позволяет обратиться к очень важному вопросу об устойчивости усиления генераторов с внешним возбуждением.

Если сравнить схемы генератора с внешним возбуждением (рис. 10.6, *а*) и автогенератора с общим катодом (рис. 10.27, *а*) и учесть наличие междуэлектродных емкостей лампы, то легко увидеть, что они не отличаются одна от другой. Это говорит о том, что при достаточной емкости $C_{а.с}$, связывающей анодную и сеточную цепи, большом усилении и определенной взаимной расстройке этих цепей могут создаваться условия для самовозбуждения генератора на частоте, отвечающей условию (10.34).

Вероятность возникновения автоколебаний, очевидно, тем больше, чем больше усиление генератора, так как тем меньше нужна при этом ОС для получения баланса амплитуд. Поэтому на практике и наблюдается, что по мере увеличения усиления вдруг наступает нарушение нормального режима работы генератора с внешним возбуждением и он переходит в режим автоколебаний. Тогда говорят, что генератор вышел из состояния устойчивого усиления («потерял устойчивость»).

Очевидно, что для устранения этого явления следует всемерно уменьшать ОС через междуэлектродные емкости лампы. Эта задача решается в первую очередь применением в схеме четырехэлектродной лампы (тетрода), у которой между анодом и управляющей (первой) сеткой помещена экранирующая сетка. Последняя по высокой частоте через конденсатор достаточно большой емкости соединяется с катодом лампы (рис. 10.32). Она экранирует анодную цепь от сеточной, и токи высокой частоты, вызванные напряжением на контуре, замыкаются через нее, а не через цепь управляющей сетки.

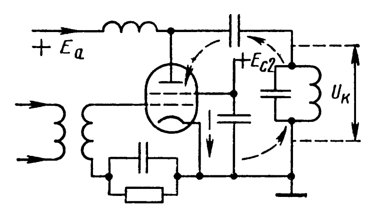


Рис. 10.32. Устранение паразитной емкостной связи анодной и сеточной цепей при использовании тетродов

В настоящее время созданы тетроды, позволяющие производить устойчивое усиление вплоть до волн с длиной 20—30 см. Однако на более коротких волнах и при большой мощности генераторов из-за ряда конструктивно-технологических трудностей тетроды пока не используются. В этих случаях для получения устойчивого усиления триодных генераторов М. А. Бонч-Бруевич предложил включать лампу по схеме с общей сеткой (рис. 10.33), в которой управляющая сетка играет роль экрана, разделяющего входную и выходную цепи; через нее замыкается ток обратного прохождения $I_{оп}$, возникающий под действием напряжения на контуре. При таком включении ОС осуществляется через емкость $C_{а\,к}$, которая в десятки и сотни раз меньше емкости $C_{а\,с}$. Усилители с общей сеткой нашли самое широкое распространение в диапазонах КВ и УКВ.

Рассмотрим основные особенности усилителя с общей сеткой. Эти особенности являются следствием того, что в

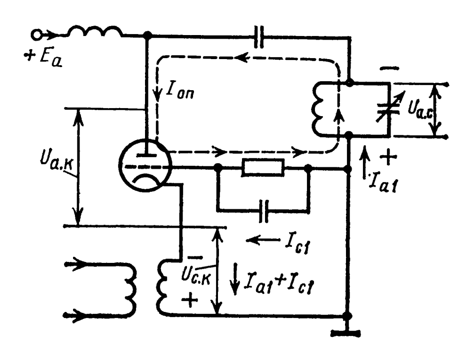


Рис. 10.33. Триодный усилитель с общей сеткой

отличие от усилителя с общим катодом здесь через входную цепь протекает не только сеточный, но и анодный ток лампы, который во много раз больше сеточного. Поэтому мощность возбуждения этого усилителя

$$P_в = \frac{1}{2}(I_{а1}+I_{с1})U_{с.к} =$$

$$= \frac{1}{2}I_{а1}U_{с.к} + \frac{1}{2}I_{с1}U_{с.к} \qquad (10.41)$$

намного больше мощности возбуждения усилителя с общим катодом. Первое слагаемое этого выражения представляет собой дополнительную мощность возбуждения по сравнению с мощностью возбуждения генератора с общим катодом.

Однако не следует думать, что эта мощность теряется бесполезно. Согласно правилу Кирхгофа для замкнутой цепи можно, пользуясь обозначениями рис. 10.33, написать

$$U_{с.к} + U_{а.с} + U_{а.к} = 0. \qquad (10.42)$$

Знаки этих напряжений зависят от способа их отсчета. Если принять за напряжение $U_{а.с}$ падение напряжения на нагрузочном контуре, т. е.

$$U_{а.с} = I_{а1}R_э, \qquad (10.43)$$

то оно будет возрастать при положительном напряжении $U_{с.к}$ между сеткой и катодом. Примем за положительное направление обхода направление протекания анодного тока. Нетрудно видеть, что напряжения $U_{а.с}$ и $U_{с.к}$ действуют навстречу одно другому (см. рис. 10.33), т. е. противофазно. Следовательно, из уравнения (10.42) мы получим $U_{а.к} = U_{а.с} - U_{с.к}$ или

$$U_{а.с} = U_{а.к} + U_{с.к}. \qquad (10.44)$$

Мощность в анодно-сеточном контуре

$$P = \frac{1}{2}I_{а1}U_{а.с} = \frac{1}{2}I_{а1}U_{а.к} +$$

$$+ \frac{1}{2}I_{а1}U_{с.к}. \qquad (10.45)$$

Здесь первое слагаемое представляет собой мощность, отдаваемую лампой в нагрузку, а второе — ту добавочную мощность, которую потребляет схема от возбудителя. Следовательно, эта добавочная мощность передается от возбудителя на выход усилителя.

Большая мощность возбуждения является причиной значительного снижения коэффициента усиления по мощности, который обычно лежит в пределах от 6 до 20. Увеличение же тока во входной цепи приводит к уменьшению входного сопротивления генератора

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{с.к}}{I_{а1}+I_{с1}}, \qquad (10.46)$$

которое измеряется десятками или сотнями ом по сравнению с тысячами ом в схеме с общим катодом. Последнее полезно при построении широкополосных усилителей. Это же позволяет питать входную цепь через низкоомные коаксиальные фидеры.

10.7. ЛАМПОВЫЕ И ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Начиная с диапазона метровых волн и на более коротких волнах, в работе генераторов начинают появляться особенности, которые приводят к необходимости изменения конструкций как ламп, так и колебательных систем.

Возрастание частоты колебаний приводит к уменьшению сопротивления междуэлектродных емкостей лампы. Например, переход от волны $\lambda=100$ м к волне $\lambda=1$ м вызывает падение емкостных сопротивлений в 100 раз, а переход к волне $\lambda=10$ см — в тысячу раз. Поэтому при тех же напряжениях на электродах в соответствующее число раз возрастают токи во вводах электродов лампы; тепловые же потери в них растут пропорционально квадрату токов

и увеличиваются еще дополнительно с частотой из-за поверхностного эффекта. У первых сверхвысокочастотных ламп перегрев вводов приводил к растрескиванию баллона в местах впаев. Для устранения перегревов вводы таких ламп выполняют в виде толстых стержней, широких лент или металлических колец-дисков. Одновременно стремятся уменьшать междуэлектродные емкости ламп.

С ростом частоты значительно увеличиваются потери в диэлектриках, потому что при этом большее число раз в секунду происходит изменение поляризации их молекул. Участки баллона, разделяющие вводы электродов, находятся под действующими на них напряжениями и подвергаются высокочастотному нагреву. Стекло плохо переносит повышение температуры. Поэтому приходится принимать особые меры во избежание размягчения баллона, для сохранения жесткости конструкции и уменьшения потерь. В настоящее время у большинства сверхвысокочастотных ламп стекло заменено особой керамикой, обладающей повышенной термостойкостью и малыми потерями.

Наличие индуктивностей у вводов ламп приводит к невозможности использования сеток в качестве экранов из-за возрастания индуктивного сопротивления выводов с ростом частоты. Это сопротивление препятствует замыканию емкостных токов, возникающих под действием напряжения на нагрузочном контуре, через экранирующую сетку в схеме с общим катодом (рис. 10.32) и через управляющую сетку в схеме с общей сеткой (рис. 10.33). В результате этого увеличивается связь входной и выходной цепей и снижается значение достижимого устойчивого усиления. Чтобы уменьшить индуктивность выводов, переходят от спиральных проволочных к плоским конструкциям электродов с дисковыми и цилиндрическими выводами.

Типичные конструкции сверхвысокочастотных триодов с плоскими электродами, дисковыми и цилиндрическими выводами приведены на рис. 10.34. Некоторые их особенности можно будет дополнительно уяснить после знакомства со спецификой работы сверхвысокочастотных колебательных систем.

С увеличением частоты индуктивность и емкость контура должны уменьшаться. Это приводит к тому, что в диапазоне метровых волн конденсаторы состоят всего из двух-трех пар небольших пластин, а катушки индуктивности — из нескольких витков. При конструировании контура всегда стремятся к всемерному уменьшению емкости, чтобы иметь возможность увеличить индуктивность, а следовательно, повысить характеристическое сопротивление

$$\rho = \sqrt{L/C}.$$

Это важно для получения достаточно большого эквивалентного сопротивления нагрузки $R_э = Q\rho$, необходимого для ламповых генераторов. Поэтому уже в диапазоне метровых волн часто отказываются от внешних конденсаторов и используют только междуэлектродные емкости лампы, а настройку производят изменением индуктивностей. Конструктивно наиболее удобно это решается применением в качестве индуктивностей отрезков короткозамкнутых длинных линий.

В гл. 5 было показано, что короткозамкнутые линии длиной менее $\lambda/4$ имеют индуктивное входное сопротивление, изменяющееся в зависимости от длины от нуля до бесконечности по закону

$$X_{вх} = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

Если на входе линии имеется емкость C, то резонанс будет получен при выполнении условия

$$\frac{1}{\omega C} = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda},$$

откуда резонансная длина линии

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega C Z_0}. \qquad (10.47)$$

Она уменьшается с увеличением емкости, как можно видеть из графика на рис. 10.35. Этот же рисунок показывает, что благодаря периодическому характеру изменения сопротивления линии с изменением ее электрической длины резонанс будет получен не только при длине l_1, но и при $l_2 = l_1 + \lambda/2$; $l_3 = l_1 + 2\lambda/2$; $l_4 = l_1 + 3\lambda/2$ и т. д. Это свойство полезно, когда l_1 слишком мало и конструктивно линия становится трудновыполнимой; тогда ее увеличивают на целое число полуволн.

Отрезки симметричных двухпроводных линий чаще всего используются в двухтактных генераторах, нашедших широкое распространение в диапазонах КВ и УКВ. Такие генераторы работают

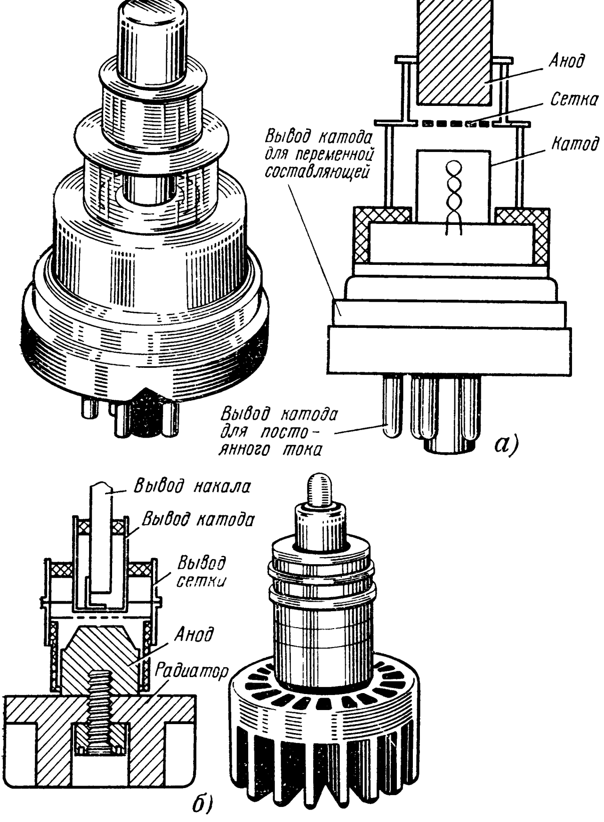


Рис. 10.34. Конструкция генераторных триодов для диапазона сверхвысоких частот:
а — маячковый металлостеклянный триод малой мощности с дисковыми выводами; *б* — мощный металлокерамический триод с цилиндрическими выводами

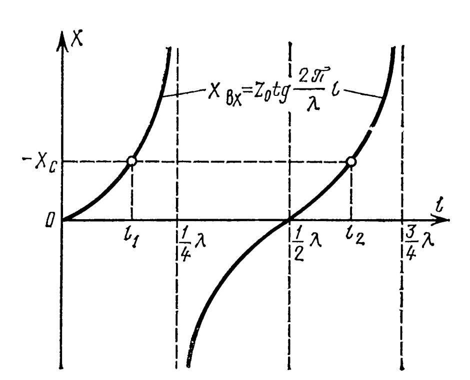


Рис. 10.35. Определение резонансной длины отрезка короткозамкнутой линии, на вход которой подключена емкость

на двух одинаковых лампах (рис. 10.36), подключаемых к нагрузке с противоположных сторон. Возбуждающее напряжение подводится к сеткам ламп в противофазе, поэтому и токи в обеих по-

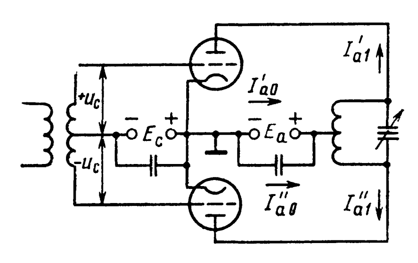


Рис. 10.36. Двухтактная схема включения генераторных ламп

ловинах (плечах) схемы изменяются противофазно. Если ток одной лампы

$$i'_a = I'_{a0} + I'_{a1}\cos\omega t + I'_{a2}\cos 2\omega t + I'_{a3}\cos 3\omega t + \dots,$$

то ток второй лампы повторяет те же значения, но со сдвигом во времени на половину периода возбуждающего напряжения:

$$i''_a = I''_{a0} + I''_{a1}\cos\omega(t + T/2) + I''_{a2}\cos 2\omega(t + T/2) + I''_{a3}\cos 3\omega(t + T/2) + \dots$$

Раскрыв скобки и использовав известные свойства периодичности тригонометрических функций, получим

$$i''_a = I''_{a0} - I''_{a1}\cos\omega t + I''_{a2}\cos 2\omega t - I''_{a3}\cos 3\omega t + \dots$$

Через общую нагрузку токи идут навстречу. При симметрии схемы результирующий ток, проходящий через нагрузку,

$$i_{\text{а.р}} = i'_a - i''_a = 2I_{a1}\cos\omega t + 2I_{a3}\cos 3\omega t + \dots \qquad (10.48)$$

В общих цепях питания, наоборот, токи имеют одно направление и результирующий ток

$$i_{\text{а.р.о}} = i'_a + i''_a = 2I_{a0} + 2I_{a2}\cos 2\omega t + \dots \qquad (10.49)$$

Выражение (10.48) показывает, что основная и все нечетные гармоники воздействуют на нагрузку синфазно, благодаря чему мощность генерируемых колебаний удваивается. Воздействие же четных гармоник противофазно и взаимно компенсируется. Из выражения (10.49) следует, что в общих цепях питания наблюдается обратная картина: здесь суммируются постоянные составляющие и все четные гармоники, а нечетные гармоники уничтожаются.

Весьма важной особенностью двухтактной схемы является то, что междуэлектродные емкости ламп, подключаясь к контуру, соединяются последовательно, в результате чего их результирующая емкость уменьшается в два раза. А мы говорили уже, насколько важно всемерное уменьшение емкости контура в диапазоне сверхвысоких частот. Поэтому двухтактные генераторы и получили особое распространение в этом диапазоне.

Двухпроводные линии удобно использовать в двухтактных схемах не только из-за их конструктивной симметрии, но и потому, что напряжения на их проводах в любой момент времени противофазны относительно земли, что и требуется в двухтактных генераторах. На рис. 10.37 показан пример схемы двухтактного генератора с внешним возбуждением, работающего по схеме с общей сеткой, в которой кон-

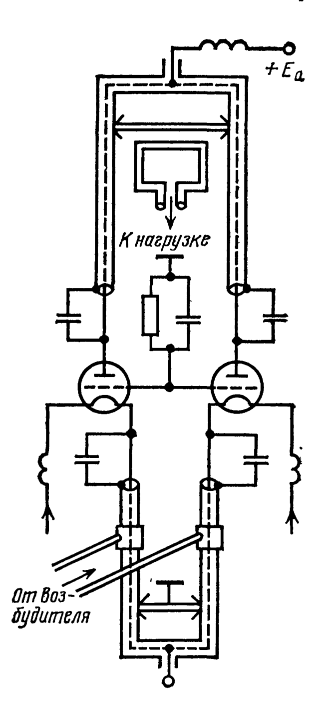


Рис. 10.37. Двухтактный генератор с внешним возбуждением метрового диапазона волн

туры образованы отрезками двухпроводных линий и междуэлектродными емкостями. Благодаря тому, что провода находятся под противоположными потенциалами относительно земли, средние точки замыкающих перемычек в любой момент времени имеют потенциал земли по высокой частоте и к ним удобно присоединять источники питания.

Двухпроводные линии при расстоянии между их проводами $d \geqslant 0,1\lambda$, как и противофазные антенны (см. гл. 6), начинают довольно интенсивно излучать энергию в окружающее пространство. Исключить это можно путем перехода на отрезки коаксиальных линий, у которых все поле заключено между трубами. Такие колебательные системы находят широкое применение в диапазоне дециметровых волн.

Для удобства непосредственного сочленения коаксиальных линий с лампами вводы электродов ламп выполняют в виде коротких цилиндров разного диаметра (см. рис. 10.34); на них и надевают три коаксиальные трубы (рис. 10.38). Внутренняя поверхность наружной трубы и внешняя поверхность средней трубы образуют анодно-сеточную линию, на входе которой включена емкость $C_{а.с}$ лампы. Длину линии изменяют подвижным короткозамыкающим кольцом. Внутренняя поверхность средней и внешняя поверхность малой трубы образуют катодно-сеточную линию, на входе которой включена емкость $C_{с\,к}$ лампы. Этот контур перестраивается аналогично предыдущему. Связь с коаксиальными контурами производится чаще всего с помощью витка, вводимого в пучность магнитного поля (около замыкающего кольца), или конденсатора в виде небольшой пластинки, помещаемой в пучность электрического поля (вблизи электродов лампы).

В последние годы путем конструктивного совершенствования ламп и колебательных систем удалось достичь такого положения, когда ламповые генераторы вплоть до волн, близких к 10 см, работают почти столь же эффективно, как и в диапазонах более длинных волн. С каждым годом их высокочастотный предел повышается. Уже и теперь имеются маломощные триоды, которые при низком КПД работают во всем диапазоне сантиметровых волн.

Все сказанное выше о генераторах с внешним возбуждением относится и к автогенераторам сверхвысоких частот. Последние строятся по тем же

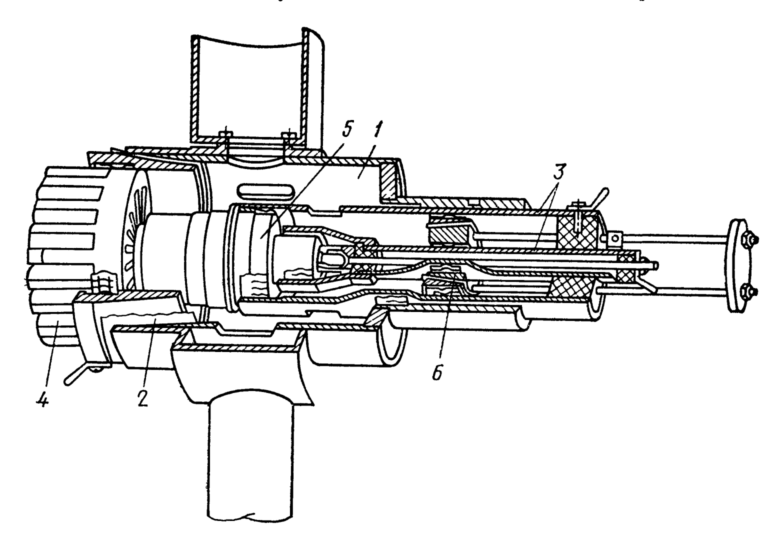


Рис. 10.38. Конструкция триодного генератора дециметрового диапазона волн на металлокерамическом триоде, работающего по схеме с общей сеткой:

1 — анодно-сеточный контур; *2* — изоляционная прокладка; *3* — катодно-сеточный контур; *4* — радиатор; *5* — металлокерамический триод; *6* — замыкающий поршень

схемам, с теми же конструктивными элементами. Использование металлокерамических ламп с описанным выше расположением выводов электродов предопределяет работу генератора по схеме с общей сеткой. На сантиметровых волнах возникают дополнительные трудности, связанные с тем, что лампа перестает играть роль безынерционного регулятора тока. Время пролета электронами междуэлектродных промежутков становится соизмеримым с периодом колебаний. Это приводит к следующим двум основным последствиям.

В § 10.2 было показано, что управление однородным электронным потоком, когда к сетке лампы подлетает столько же электронов, сколько и удаляется от нее, происходит без затраты мощности. Когда же время пролета становится соизмеримым с периодом колебаний, поток в лампе перестает быть однородным. При положительном полупериоде напряжения возбуждения (рис. 10.39, *а*) электронов за сеткой лампы

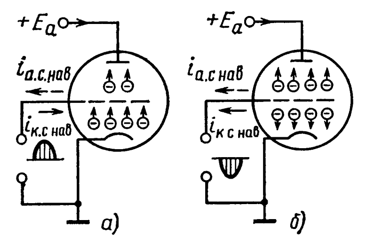


Рис. 10.39. Возникновение наведенного тока в цепи сетки при времени пролета электронами междуэлектродных промежутков, соизмеримом с периодом колебаний

будет меньше, чем до нее, так как не все они успеют пройти сквозь сетку за эту часть периода; поэтому в цепи сетки появится результирующий наведенный ток ($i_{к.с\ нав}$—$i_{а.с\ нав}$). При наступлении отрицательного полупериода (рис. 10.39, *б*) от сетки лампы будут удаляться электроны, не успевшие дойти до анода и достичь сетки, что также приведет к появлению наведенного тока ($i_{к\ с\ нав}+i_{а.с\ нав}$). Все это требует увеличения мощности возбуждения и ухудшает усилительные свойства генератора.

Но главное заключается в том, что конечное время пролета приводит к запаздыванию электронов относительно наиболее благоприятной фазы напряжения для передачи энергии контуру и переходу части электронов в неблагоприятную фазу. Следствием этого является снижение электронного КПД и мощности генератора. Последнее принципиально ограничивает использование ламповых генераторов диапазоном сантиметровых волн, но даже и там они уступают место генераторам, построенным на иных принципах.

В связи с тем, что скорость носителей зарядов в твердом теле ограничена ($v \leqslant 10^7$ см/с) и много меньше скорости движения электронов в лампе, указанные выше инерционные явления и их последствия возникают в транзисторах на более низких частотах. С ростом частоты транзистор постепенно перестает играть роль безынерционного регулятора тока, его выходная мощность и КПД падают, уменьшается коэффициент усиления и возрастает мощность теплового рассеяния в теле транзистора. Поэтому для каждого транзистора существует своя предельная частота, выше которой его использование становится нецелесообразным. Вместе с тем непрерывно ведется упорная работа над совершенствованием как самих транзисторов, так и колебательных систем, с которыми он сочленяется, которая дает возможность год от года повышать мощность и высокочастотный предел транзисторов. В настоящее время имеются транзисторы, способные работать даже в диапазоне сантиметровых волн.

С повышением рабочей частоты благодаря увеличению проводимостей междуэлектродных емкостей, через которые осуществляется ОС входных цепей с выходными, возрастает склонность усилителей к самовозбуждению. Для повышения устойчивости работы усилителей применяют в основном усилители с ОБ (рис. 10.40). Его свойства ана-

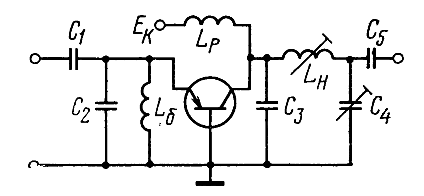


Рис. 10.40. Транзисторный генератор с внешним возбуждением по схеме с ОБ

логичны свойствам лампового генератора с общей сеткой, которые были пояснены в § 10.4.

В диапазоне СВЧ в качестве элементов колебательной системы используют междуэлектродные емкости и короткозамкнутые отрезки коаксиальных или полосковых линий. Последние представляют собой отрезки несимметричных линий передачи, выполняемых из плоской металлической ленты, нанесенной на диэлектрическую пластину (подложку), противоположная сторона которой покрыта тонкой металлической фольгой (рис. 10.41). Напомним, что в зависимости от электрической длины короткозамкнутые и разомкнутые отрезки линий могут иметь входные сопротивления индуктивного, емкостного или чисто активного характера очень большого или, наоборот, очень малого значения (см. гл. 3).

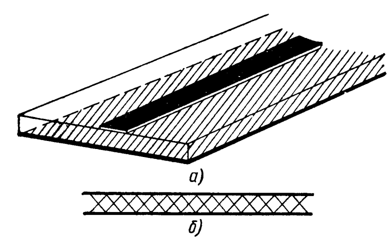


Рис. 10.41. Полосковая линия:
а — конструкция; *б* — схемное изображение

Использование подложки с большой диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon = 8-15$) позволяет при заданной частоте уменьшить длину волны, распространяющейся вдоль линии, в $\sqrt{\varepsilon}$ раз, что позволяет сделать все устройство весьма миниатюрным даже в диапазоне метровых волн. В некоторых случаях индуктивные элементы выполняются в виде полуколец или спиралей, наносимых на подложку методом фотолитографии с дальнейшим наращиванием толщины проводящего слоя гальваническим способом.

На рис. 10.42 приведены схема генератора СВЧ с внешним возбуждением с полосковыми линиями и их эквивалентные параметры. Напряжение возбуждения по полосковой линии подается на эмиттер транзистора, база которого заземлена. Источник постоянного напряжения соединяется с коллектором через четвертьволновые короткозамкнутые отрезки полосковых линий, играющие роль разделительных дросселей, входное сопротивление которых для токов СВЧ очень велико. Напряжение от возбудителя поступает через разделительный конденсатор C_1 и выделяется на отрезке разомкнутой полосковой линии длиной $l<\lambda/4$, имеющей входное сопротивление емкостного характера. Цепь постоянной составляющей базового тока замыкается через разделительную индуктивность $L_р$, роль которой выполняет отрезок четвертьволновой короткозамкнутой полосковой линии. Конденсатор C_1 и эквивалентная емкость C_2 образуют емкостный делитель напряжения, необходимый для согласования линии со входным сопротивлением транзистора. На СВЧ оно носит обычно активно-индуктивный характер из-за возрастающего с частотой индуктивного сопротивления выводов базы и эмиттера.

Нагрузочная цепь имеет вид контура с частичным включением, от соотношения емкостей которого (C_3 и C_4) зависит его эквивалентное сопротивление для транзистора.

Для удобства использования транзисторов в схеме с ОБ у некоторых из них вывод базы соединен с корпусом прибора. Конструктивно такой генератор обычно монтируют на диэлектриче-

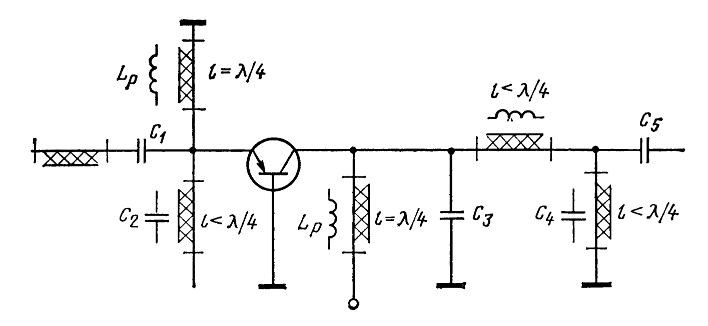


Рис. 10.42. Генератор с внешним возбуждением по схеме с ОБ на полосковых линиях

ской пластине вместе с индуктивностями, резисторами и конденсаторами; роль последних выполняют нанесенные на пластину по описанной выше технологии проводящие площадки (второй обкладкой служит фольга, покрывающая другую сторону пластины). Резисторы создаются сходным образом в виде проводников с большим удельным сопротивлением.

Часто подобные генераторы оформляются в виде законченного самостоятельного устройства — модуля с коаксиальными или полосковыми выводами. Все устройство помещается в герметизированный корпус, который заполняется инертным газом, чтобы предохранить от окисления и разрушения тонкопленочные элементы.

В некоторых случаях часть элементов выполняется в обычной дискретной форме; их приваривают или припаивают к основной пленочной части схемы. Такая конструкция называется **гибридной**; к ним чаще всего относятся устройства повышенной мощности.

10.8. КЛИСТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ

Выше уже говорилось, что инерционность электронного потока приводит к потере эффективности работы ламповых генераторов в диапазоне СВЧ. Но, оказывается, инерционность электронов можно использовать для формирования коротких импульсов тока, что необходимо для получения высокого электронного КПД генераторных приборов. Первое устройство, в котором это было осуществлено — двухконтурный клистрон.

Конструкция такого клистрона показана на рис. 10.43. В левой части баллона размещен электронный прожектор, предназначенный для создания однородного потока быстролетящих электронов. Он состоит из оксидного катода *1*, фокусирующего электрода *2* в виде диафрагмы или цилиндра, на который подается небольшое отрицательное напряжение, сжимающее электронный пучок в поперечной плоскости, и ускоряющего электрода *3*, находящегося под большим положительным напряжением. Однородный поток электронов, выйдя из прожектора, движется дальше по инерции, поскольку остальные элементы конструкции клистрона имеют тот же потенциал, что и ускоряющий электрод, и постоянных электрических полей за прожектором нет. На пути потока установлен объемный резонатор *4*, средняя часть которого выполнена в виде сеток.

Объемные резонаторы, как и рассмотренные выше коаксиальные резонаторы, образуются замкнутыми металлическими поверхностями и представляют собой колебательные системы с собственными частотами, лежащими в диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн. Происхождение их можно пояснить следующим образом.

Желая получить контур с предельно высокой собственной частотой, конструктор должен стремиться к максимально возможному уменьшению его емкости и индуктивности. При этом конденсатор он сводит к двум небольшим пластинам, а катушку индуктивности — к одному витку, соединяющему эти пластины (рис. 10.44, *а*). Казалось бы, большего достичь не удастся. Однако если вспомнить, что при параллельном соединении индуктивностей результирующая индуктивность уменьшается, то станет ясно, что таких витков целесообразно включить как можно

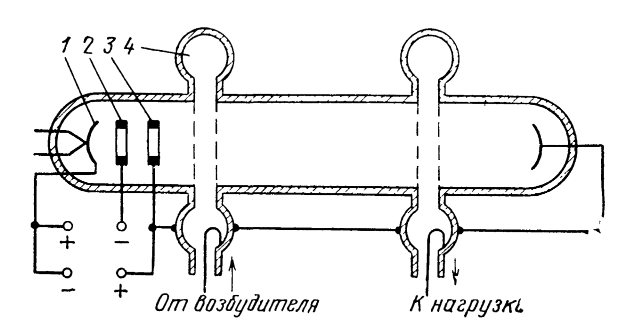


Рис. 10.43. Двухконтурный клистрон-усилитель

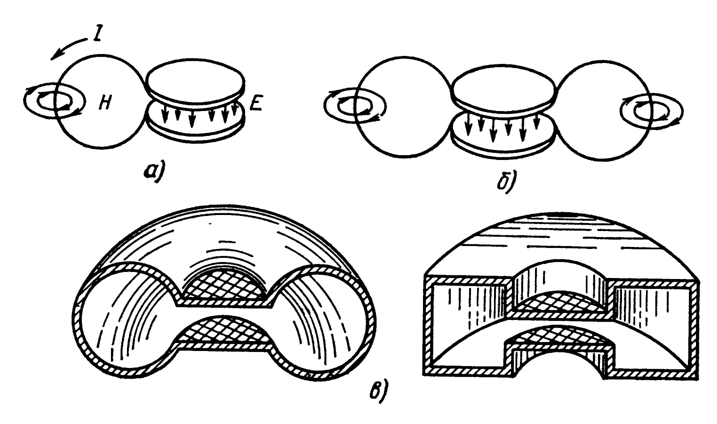


Рис. 10.44. Объемные резонаторы сверхвысоких частот

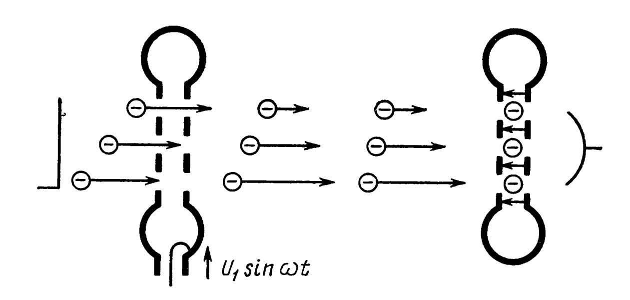


Рис. 10.45. Скоростная группировка потока электронов в клистроне

больше (рис. 10.44, *б*). Увеличив их число, придем к сплошной металлической поверхности, изображенной на рис. 10.44, *в*. Собственная частота подобного контура должна быть очень высокой.

Попутно следует отметить, что благодаря большой поверхности токонесущих элементов и отсутствию потерь на излучение (все поле сосредоточено внутри объема, ограниченного проводящими поверхностями) объемные резонаторы обладают высокой добротностью, измеряемой сотнями и даже тысячами.

К первому объемному резонатору (первому контуру) клистрона подводится по фидерной линии напряжение $U_1 \sin \omega t$ с частотой, равной его собственной частоте (рис. 10.45), и в контуре возбуждаются вынужденные колебания. Электроны, влетевшие в пространство между сетками резонатора, подвергаются воздействию его электрического поля; часть из них тормозится, а часть ускоряется. Благодаря тому, что колебания в первом резонаторе слабые, изменения скорости электронов относительно невелики и изменений плотности потока внутри резонатора не происходит.

Продолжая свой полет за резонатором, электроны, получившие ускорение, начинают догонять электроны, прошедшие резонатор, когда на его сетке после тормозящей фазы напряжение стало равным нулю (эти электроны называют **невозмущенными**). Электроны, прошедшие резонатор ранее в тормозящем поле, будут отставать и также приближаться к невозмущенным электронам, и на некотором расстоянии от первого резонатора, называемого **группирователем**, поток соберется в сгустки около невозмущенных электронов.

Следует обратить внимание на то, что с электронами, попавшими в резонатор, когда его поле переходило от ускоряющей к тормозящей фазе, произойдет обратное. Поскольку сначала резонатор проходили ускоренные электроны, а затем замедленные, то как те, так и другие будут удаляться от этих не-

возмущенных электронов и около них в потоке образуются разрежения. Поэтому сгустки будут следовать через интервалы, равные периоду колебаний в группирователе. Подобный процесс, при котором малая модуляция потока по скорости приводит к модуляции потока по плотности, называется скоростной группировкой электронного потока. Пространство же за группирователем, в котором происходит этот процесс, называют пространством дрейфа, так как электроны в нем летят по инерции (дрейфуют).

Если в месте, где образуются сгустки потока, поместить второй резонатор, то, проходя через его сетки, они будут наводить в нем переменные токи и между сетками создастся переменное электрическое поле. Сгустки приходят один раз за период и, взаимодействуя с тормозящим полем резонатора, пополняют его энергию так же, как импульсы анодного тока пополняют энергию контура в ламповом генераторе. Так же как в ламповом генераторе (см. § 10.1), затраты мощности на модуляцию проходящего однородного по скорости потока практически ничтожны, а это значит, что прибор обладает хорошими усилительными свойствами.

Второй резонатор, которому поток передает свою энергию, называют улавливателем. Вследствие того, что сгруппированный поток, подобно морским волнам, воздействует на улавливатель, прибор был назван клистроном, что в переводе означает «морской прибой». Электроны, прошедшие улавливатель, собираются коллектором. Полезная мощность из улавливателя передается в нагрузку с помощью элемента связи и фидерной линии. Как и всякий усилительный прибор, клистрон может быть превращен в автогенератор, если соединить улавливатель с группирователем линией ОС (рис. 10.46).

Двухконтурные и более сложные, но работающие на том же принципе многоконтурные клистроны широко используются преимущественно как усилители дециметровых и сантиметровых волн. Основным достоинством их является большой коэффициент усиления по мощности, достигающий десятков миллионов! К недостаткам клистронов следует отнести сравнительно низкий КПД, не превышающий обычно 45%, и возможность работы только в очень узком диапазоне частот, что определяется наличием двух и более высокодобротных резонаторов, механическая перестройка которых затруднительна.

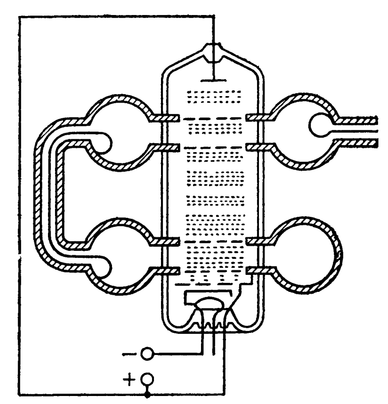


Рис. 10.46. Двухконтурный клистронный автогенератор

В качестве маломощных автогенераторов широкое распространение получили одноконтурные отражательные клистроны. В них вместо второго резонатора поставлен отрицательно заряженный электрод-отражатель (рис. 10.47). Электроны, прошедшие резонатор, летят по инерции к отражателю, но под действием его поля останавливаются, а затем летят в обратном направлении и вторично проходят через резонатор. При этом ускоренные электроны подлетают ближе к отражателю, чем замедленные. Можно так подобрать напряжение на отражателе, что те и другие будут возвращаться к резонатору одновременно. При этом образуются сгустки электронов, которые отдают резонатору значительно

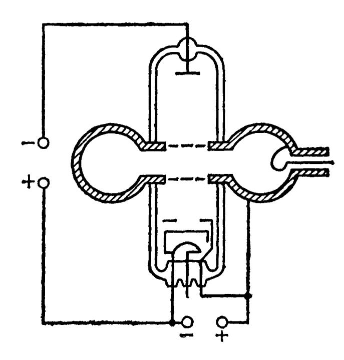


Рис. 10.47. Одноконтурный отражательный клистрон

больше энергии, чем тот тратит ее на изменение скорости однородного потока.

Механизм возникновения колебаний в клистроне такой же, как в любом автогенераторе. Первичный импульс тока при включении прибора или всякое другое нарушение стационарного состояния приводит к появлению слабых колебаний в резонаторе. Последние модулируют поток по скорости. В нем появляются сгустки, которые с частотой модуляции воздействуют на резонатор. Благодаря отмеченным выше усилительным свойствам прибора колебания в резонаторе нарастают. Амплитуда колебаний постепенно устанавливается вследствие роста потерь в резонаторе и из-за того, что при большом напряжении на нем увеличивающаяся модуляция потока по скорости приводит к неодновременному возвращению электронов в резонатор, т. е. к ухудшению группировки потока.

Интересной особенностью отражательных клистронов является возможность изменения частоты генерируемых колебаний электрическим путем — изменением напряжения на отражателе. Поясним физическую сущность этого процесса. Допустим, что сгустки возвращающихся электронов i проходят резонатор во время действия на нем максимального тормозящего поля (рис. 10.48, *а*). Взаимодействие этого поля с потоком носит чисто активный характер. Это означает, что первая гармоника тока электронного пучка i_1 проходит резонатор в противофазе с действующим на нем напряжением $u_р$. Если изменить напряжение на отражателе, то время прихода сгустков к резонатору изменится. Они уже не будут проходить резонатор точно в максимально тормозящей фазе (рис. 10.48, *б*), а это приведет к тому, что и первая гармоника тока пучка сдвинется во времени. Значит, появится сдвиг фаз между ней и напряжением на резонаторе, т. е. помимо активного взаимодействия возникнет и реактивное. Ре-

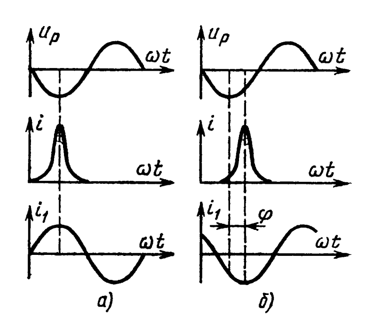


Рис. 10.48. Возникновение электронной перестройки в отражательном клистроне

активное взаимодействие приведет к изменению собственной частоты резонатора, а последнее, в свою очередь, вызовет изменение частоты генерации, пока взаимодействие опять не станет активным. Такое явление получило название электронной перестройки генератора. У отражательных клистронов относительная электронная перестройка обычно не превышает нескольких процентов.

С укорочением волны приходится уменьшать размеры резонаторов. При этом во избежание электрического пробоя необходимо ограничивать амплитуду напряжения на них, что приводит, конечно, к уменьшению генерируемой мощности. Вместе с тем время пролета электронами пространства между сетками резонатора становится соизмеримым с периодом колебаний, а это приводит к тем последствиям, с которыми мы уже сталкивались в ламповых генераторах, т. е. к необходимости увеличения мощности возбуждения, к ухудшению эффективности взаимодействия потока с полем и к падению усиления. Поиски иных способов осуществления энергетического взаимодействия потока с полем колебательных систем привели к созданию обширного класса генераторов бегущих волн.

10.9. ГЕНЕРАТОРЫ БЕГУЩИХ ВОЛН

В клистроне для получения скоростной модуляции на электроны оказывает кратковременное, но относительно сильное воздействие поле резонатора. Тот же эффект может быть получен, когда на электроны будет действовать поле во много раз меньше, если во столько же раз увеличить время его воздействия. То же можно сказать и о взаимодействии сгруппированного потока с полем выходной колебательной системы.

Эти соображения кладутся в основу создания мощных генераторов очень коротких волн и решения важной проблемы разработки генератора с боль-

шой полосой электронной перестройки. Последняя задача не могла быть решена с помощью клистронов, поскольку их колебательная система образуется высокодобротными узкополосными резонаторами. Очевидно, что ее решение следует искать в применении широкополосных или, еще лучше, апериодических (нерезонансных) электромагнитных систем. Как в тех, так и в других поля много слабее полей высокодобротных резонаторов.

Из гл. 5 нам известно, что идеально широкополосной апериодической системой является согласованная на конце линия передачи, вдоль которой распространяются бегущие волны. Если вдоль линии, в которой слабый входной сигнал возбудил бегущую волну, пропускать поток электронов, движущийся в том же направлении и с той же скоростью, что и волна, то одни электроны будут на протяжении всего полета находиться в тормозящем, а другие — в ее ускоряющем поле. Это приведет к скоростной модуляции потока, и на некотором расстоянии от входа все электроны, как в клистроне, соберутся в сгустки около невозмущенных электронов.

Однако при этом не появится возможность передачи электронами энергии полю волны, потому что сгустки все время будут лететь в ее нулевом поле (рис. 10.49,*а*). Положение будет иным, если скорость потока v_e хотя и мало отличается от фазовой скорости волны $v_в$, но несколько превышает ее. В этом случае, как и раньше, из-за малой разности скоростей часть электронов будет лететь относительно долго в тормозящем, а часть — в ускоряющем поле. Произойдет скоростная модуляция потока и образование сгустков около невозмущенных электронов. Но постепенно эти сгустки, опережая волну, попадут в ее тормозящее поле (рис. 10.49,*б*). И опять-таки из-за малой разности скоростей они значительное время будут находиться в тормозящем поле волны, отдавая ей свою энергию. Когда сгустки начнут переходить в ускоряющее поле, они будут отбирать энергию у волны. Поэтому и существует некоторая оптимальная длина системы, зависящая от разности скоростей потока и волны и от частоты.

Вы можете сказать, что идея понятна, но на пути ее осуществления лежат принципиальные трудности. Во-первых, вдоль воздушных линий электромагнитные волны распространяются практически со скоростью света, а электроны, как установила теория относительности, не могут двигаться с большей скоростью. Во-вторых, из гл. 5 мы знаем, что электрическое поле линий перпендикулярно направлению распространения волны, поэтому оно и не может взаимодействовать с электронами, летящими вдоль проводов.

Все это, безусловно, справедливо. И можно даже добавить, что если бы взаимодействие происходило даже при скорости электронов, несколько меньшей скорости света, то и тогда возникли бы огромные трудности, связанные с использованием напряжений в сотни тысяч вольт, необходимых для придания электронам столь большой скоро-

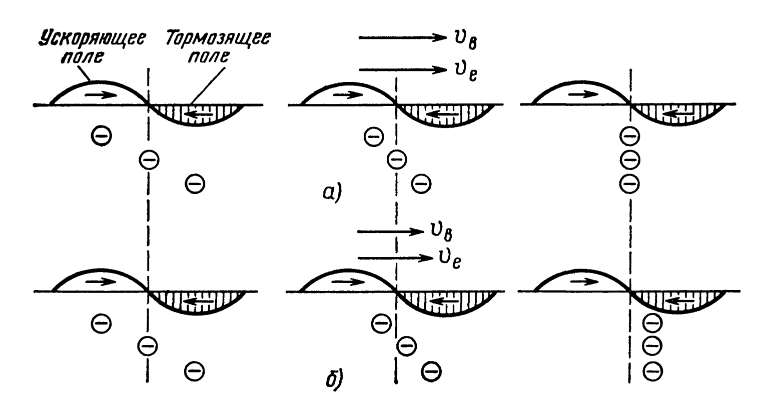


Рис. 10.49. Взаимодействие бегущей волны с электронным потоком:
а — при равенстве скоростей потока и волны; *б* — при скорости потока, немного превышающей скорость волны

сти. Следовательно, нужно применить такие линии, в которых, во-первых, скорость распространения электромагнитных волн была бы много меньше скорости света, т. е. создать системы, замедляющие скорость волн, и, во-вторых, электрическое поле волны должно иметь в них продольную составляющую.

Роль таких замедляющих систем могут играть, например, коаксиальные линии, в которых средний провод свит в спираль (рис. 10.50). Несколько упрощенно появление нужных нам свойств у такой линии можно понять, представив, что волна обегает витки спирали. При этом ее распространение в направлении оси спирали замедляется (практически можно получить «замедление» до 10 раз). Обежав виток, волна изменяет свою фазу, вследствие чего между соседними витками создается разность потенциалов, что приводит к появлению в поле волны составляющей, направленной вдоль оси спирали. Эта составляющая и будет воздействовать на поток.

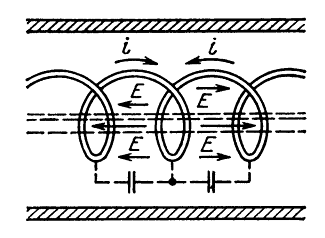


Рис. 10.50. Коаксиальная спиральная замедляющая система

Теперь уже нетрудно представить конструкцию лампы бегущей волны (сокращенно ЛБВ) (рис. 10.51). В левой стороне баллона лампы размещается электронный прожектор. По волноводу или фидеру на вход спирали подается усиливаемый сигнал, возбуждающий бегущую волну в замедляющей линии, вдоль которой движется пучок электронов. В начальной части замедляющей системы волна производит скоростную модуляцию потока, которая благодаря его однородности не требует большой затраты энергии. В дальнейшем поток собирается в сгустки и отдает свою энергию волне, амплитуда которой многократно возрастает на пути к выходу. Длину замедляющей системы выбирают такой, чтобы сгустки до выхода прошли всю тормозящую полуволну. Электроны, прошедшие замедляющую систему, собираются коллектором.

В сгустках действуют значительные силы электростатического расталкивания; на большом пути пролета их действие может привести к расхождению пучка и оседанию электронов на спирали. Чтобы предотвратить расхождение пучка, лампу помещают в продольное магнитное поле электромагнита или постоянного магнита. Допустим, что под действием сил расталкивания электрон отклонится от оси спирали; тогда на него начнет действовать отклоняющая сила магнитного поля, направленная по правилу левой руки в перпендикулярном к оси направлении, которая изменит направление его движения (рис. 10.52). Если проследить последовательно за движением электрона под действием поля катушки, то окажется, что он по сложной винтообразной траектории будет приближаться к оси спирали. Следовательно, катушка собирает (или, как говорят, «фокусирует») электронный поток в узкий пучок у оси прибора.

Усилители на лампах бегущей волны обладают большим коэффициентом

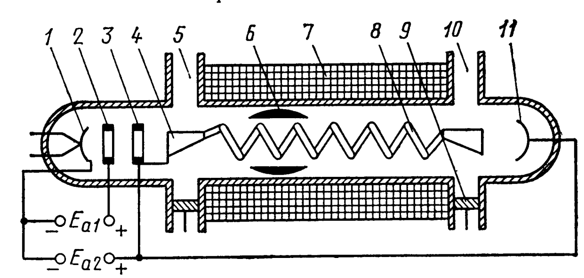


Рис. 10.51. Лампа бегущей волны — усилитель:
1 — катод; *2* — первый анод; *3* — второй анод; *4* — конический широкополосный приемный вибратор; *5* — входной волновод; *6* — поглотитель; *7* — фокусирующая катушка; *8* — спираль; *9* — согласующий шлейф; *10* — выходной волновод; *11* — коллектор

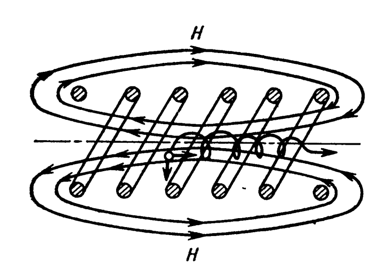


Рис. 10.52. Фокусирующее действие продольного магнитного поля соленоида

усиления, достигающим сотен тысяч раз по мощности. Как и всякий усилитель, лампа бегущей волны может использоваться в качестве автогенератора, если связать ее вход с выходом. Это можно осуществить с помощью специальной линии связи, но можно и просто создать некоторое рассогласование на выходе (конце) линии; тогда часть энергии будет отражаться и возвращаться на ее вход. Если отраженная волна достаточно интенсивна и совпадает по фазе с волной на входе, то произойдет самовозбуждение. В усилителях же, где самовозбуждение необходимо устранять, а некоторое рассогласование практически всегда имеется, в средней части замедляющей системы ставят специальный поглотитель, гасящий отраженные волны.

Благодаря отсутствию резонансных систем лампы бегущей волны являются усилителями с очень широкой полосой пропускания, крайние частоты которой у некоторых образцов относятся как 1 : 4. Область их использования — дециметровые, сантиметровые и миллиметровые волны. В качестве автогенераторов лампы бегущей волны используются довольно редко, так как упомянутое выше условие самовозбуждения, требующее наличия определенной фазы отраженной волны, сильно сужает рабочий диапазон генератора. Гораздо большие возможности широкополосной работы создаются в лампах обратной волны.

10.10. ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Помимо спиралей в лампах бегущих волн могут использоваться и другие замедляющие системы. Например, широко распространены гребенчатые линии (рис. 10.53, *а*), в которых, упрощенно говоря, замедление достигается за счет того, что волна последовательно «обегает» щели гребенки. За время, в течение которого волна обегает щель, напряжение на «входе» щели изменяется, между ее краями создается разность потенциалов и продольное поле, взаимодействующее с потоком (рис. 10.53, *б*). Аналогичными свойствами обладает и коаксиальная линия с диафрагмами (рис. 10.53, *в*). На сантиметровых волнах вместо коаксиальной линии используют диафрагмированные волноводы (рис. 10.53, *г*).

Допустим, например, что вдоль гребенчатой системы справа налево распространяется электромагнитная волна, создающая в данный момент времени максимальное тормозящее поле в щелях *1, 3, 5* и т. д. Зададим себе вопрос: может ли поток электронов эффективно взаимодействовать с полем такой системы, двигаясь навстречу волне? В спиральной замедляющей системе взаимодействие со встречной волной не

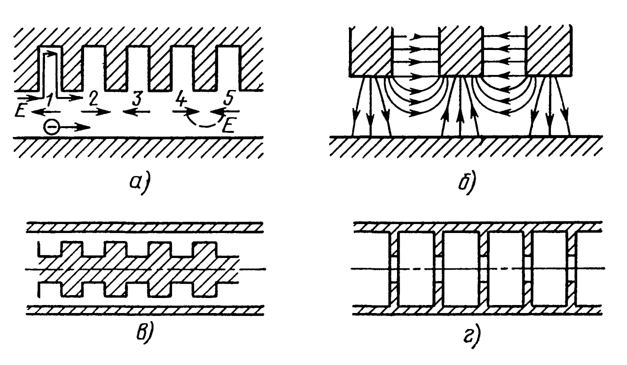


Рис. 10.53. Неоднородные замедляющие системы

дало бы результирующего эффекта, потому что электроны попеременно подвергались бы воздействию то ускоряющего, то тормозящего поля. Структура же поля в гребенчатой линии иная (рис. 10.53, *б*): здесь между краями щелей действует максимальное продольное поле, а под зубцом его нет. Поэтому если электрон, проходивший первую щель в тормозящем поле, достигнет второй щели через полпериода изменения поля, то он будет и в той, и в другой, и во всех следующих щелях испытывать тормозящее воздействие. Под зубцами он будет проходить по инерции, не испытывая воздействия идущей навстречу волны, так как продольная составляющая поля там всегда равна нулю. Следовательно, в такой замедляющей системе возможна как группировка потока, так и передача волне энергии сгруппированным встречным потоком.

Периодические системы, на отдельных участках которых действует переменное электрическое продольное поле, а на других оно отсутствует, называют неоднородными в отличие от спиралей, на всех участках которых действуют поля с одинаковой амплитудой, поэтому они являются однородными системами.

Приборы, в которых осуществляется энергетическое взаимодействие потока со встречной волной, распространяющейся вдоль неоднородной замедляющей системы, называют лампами обратной волны (сокращенно ЛОВ).

В рассмотренном выше примере эффективное взаимодействие осуществлялось благодаря тому, что за одинаковый отрезок времени волна смещалась на одну ячейку влево, а электрон — на одну ячейку вправо. Следовательно, для работы ЛОВ необходимо, чтобы скорости потока электронов и электромагнитной волны были равны по значению и обратны по знаку.

Теперь можно представить себе усилитель обратной волны (рис. 10.54). Входной сигнал должен поступать на ближайший к коллектору конец замедляющей системы, а усиленный — сниматься с конца, ближайшего к катоду. Однородный поток, вышедший из прожектора, попадает в интенсивное поле усиленного сигнала, модулируется по скорости, затем по плотности и отдает свою энергию движущейся навстречу волне.

Нужно заметить, что в качестве усилителей ЛОВ используются довольно редко. Вследствие того, что на части пути электроны не взаимодействуют с полем, КПД и коэффициент усиления этих ламп меньше, чем у ламп бегущей волны. Кроме того, встречное движение потока и волны создает в приборе естественную ОС, что сильно затрудняет устранение самовозбуждения генератора. Поэтому лампы обратной волны в основном используются в качестве автогенераторов. В таких генераторах имеется только один высокочастотный вывод (рис. 10.55). Необходимо заметить, что фазовая скорость волны изменяется с изменением частоты.

Сформулированное выше условие эффективности взаимодействия потока с полем лампы обратной волны всегда может быть выполнено путем соответствующего выбора ускоряющего напряжения. По своему смыслу — это фазовое условие самовозбуждения. Амплитудное условие сводится к требованию, чтобы усиление прибора было не менее некоторого критического значения. Последнее обеспечивается участием в процессе взаимодействия достаточно большого числа электронов, т. е. созданием в приборе электронного пучка, ток которого превышает некоторое «пусковое» значение. Отсюда следует, что, если возможно изменять ускоряющее напряжение, принципиально не существует ограничений для диапазона пе-

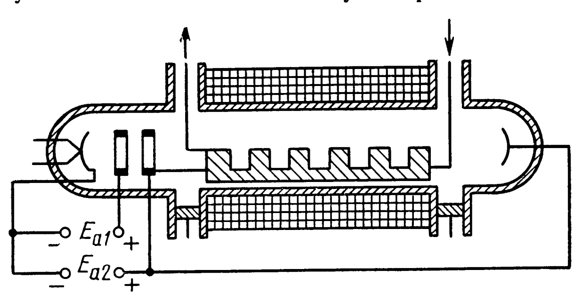


Рис. 10.54. Лампа обратной волны — усилитель

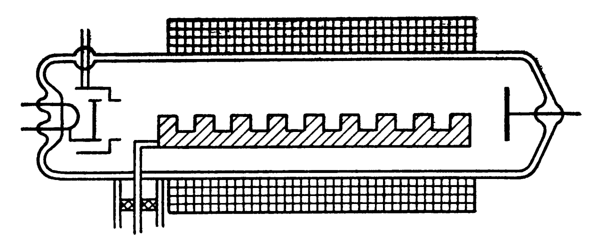


Рис. 10.55. Лампа обратной волны — автогенератор

рестройки лампы обратной волны, что является наиболее ценной особенностью этого прибора. На практике, однако, ряд конструктивно-технологических моментов ограничивает диапазон перестройки. У отдельных типов генераторов отношение крайних частот диапазона достигает четырех-пяти.

Механизм возникновения колебаний в лампах обратной волны в общих чертах такой же, как и в любом автогенераторе. При включении питающих напряжений в замедляющей системе возникает импульс тока заряда распределенных емкостей. Он создает колебания сплошного спектра частот, и вдоль системы в разных направлениях бегут затухающие волны. Та из них, для которой будет выполнено условие самовозбуждения, начнет эффективно модулировать встречный поток по скорости. Образуются сгустки, которые будут пополнять энергию этой волны, и колебания будут нарастать. Стационарный процесс наступит вследствие того, что с ростом плотности сгустков увеличится действие расталкивающих сил и дальнейшее улучшение группировки прекратится; с другой стороны, пропорционально квадрату амплитуд растут потери в системе. Диапазоны, в которых используются лампы обратной волны, те же, что и для ламп бегущей волны.

В рассмотренных генераторах бегущих волн преобразование энергии происходит вследствие торможения электронов и потери ими части кинетической энергии, приобретенной под действием источника ускоряющего напряжения. Такие генераторы принято относить к классу О. Их общей особенностью является трудность получения высокого КПД, поскольку электроны не могут терять значительную долю кинетической энергии, так как это приводит к нарушению условия эффективного взаимодействия поля с волной, заключающегося в приблизительном равенстве скоростей потока и волны. Данное свойство является принципиальным недостатком при построении мощных генераторов. Чтобы избавиться от него, переходят к другому типу взаимодействия потока с полем в скрещенных постоянных электрическом и магнитном полях. Генераторы, в которых используется такое взаимодействие, относят к классу М.

10.11. ГЕНЕРАТОРЫ БЕГУЩИХ ВОЛН КЛАССА М

Рассмотрим особенности движения электронов в скрещенных магнитном и электрическом полях. Для этого представим себе два плоских электрода, между которыми приложена постоянная разность потенциалов (рис. 10.56). Поместим их в магнитное поле так, что его силовые линии будут направлены от нас перпендикулярно плоскости чертежа. Допустим, что в некоторый момент времени на поверхности K с отрицательным потенциалом появился электрон. Под действием электрического поля он начнет двигаться к поверхности A с положительным потенциалом. Однако это движение оказывается весь-

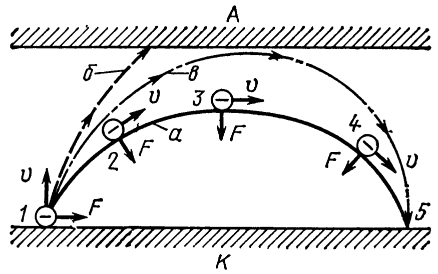


Рис. 10.56. Траектории движения электронов в постоянных скрещенных электрическом и магнитном полях

ма сложным из-за наличия магнитного поля.

Из курса физики известно, что постоянное магнитное поле действует на проводник с током, стремясь сместить его в том направлении, где силовые линии поля проводника направлены навстречу линиям основного поля (рис. 10.57), т. е. туда, где результирующее

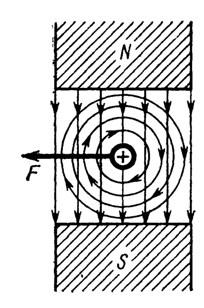


Рис. 10.57. Действие магнитного поля на провод с током

поле ослабевает. Очевидно, что эта сила F действует не на провод (иначе она действовала бы на него и без тока), а на электроны, движущиеся в нем. Поэтому то же самое произойдет и в случае, когда они движутся не в проводнике, а в вакууме. В каждой точке магнитного поля на электроны будет действовать сила, перпендикулярная одновременно направлению их движения и магнитному полю. Направление этой силы можно получить, определив по правилу буравчика ход силовых линий магнитного поля летящего электрона и найдя направление ослабления результирующего поля.

Так, легко определить, что электрон, вылетевший из точки 1 поверхности K (рис. 10.56), будет отклоняться вправо. В некоторой точке 2 вектор скорости **v** электрона направлен под острым углом к плоскости K, и сила магнитного воздействия F, перпендикулярная вектору скорости, отклоняет электрон к плоскости K. То же влияние будет в точках 3 и 4, в результате чего электрон вернется к плоскости K (траектория *а*). Но это будет происходить не всегда. Если электрическое поле велико, а магнитное мало, то искривление траектории будет небольшим и электрон попадет на плоскость A (траектория *б*). Наконец, при некотором «критическом» соотношении между электрическим и магнитным полями электрон пройдет в непосредственной близости от плоскости A (траектория *в*). Следовательно, если плоскость K — эмиттирующий электрод (катод), то всегда можно установить соотношение полей, близкое к критическому ($H > H_{кр}$), при котором электроны будут пролетать вблизи поверхности положительного потенциала (анода).

Расчеты показывают, что траектории электронов при этом совпадают с траекториями точек обода мысленного колеса, катящегося по катоду с постоянной, так называемой «переносной», скоростью:

$$v_e = E/B, \qquad (10.50)$$

где E — напряженность электрического, а B — индукция магнитного полей. Поскольку одни электроны опускаются на катод, а другие поднимаются с него, их движение по вертикали взаимно компенсируется и средний эффект проявляется в перемещении электронного облака с постоянной переносной скоростью вдоль анода.

Допустим теперь, что анод и катод образуют замедляющую систему, вдоль которой распространяется электромагнитная волна (рис. 10.58), и на щели 1

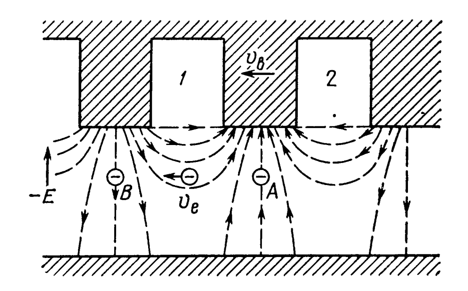


Рис. 10.58. Группировка потока полем бегущей волны в приборах класса М

в данный момент действует максимальное тормозящее, а на щели 2 максимальное ускоряющее напряжение*, электронный поток движется с той же скоростью и в том же направлении, что и волна. Электрон под серединой щели

* Для большей наглядности стрелками на рис. 10.58 показаны направления сил, действующих на электроны, а не на положительные заряды, т. е. векторы напряженности электрического поля с обратными знаками.

1 тормозится и отдает энергию волне. При этом он начинает отставать от бегущей волны и попадает в поле, конфигурация которого в данный момент соответствует, например, точке *А*. Но здесь силовые линии переменного поля, искривляясь (напомним, что к поверхности идеального проводника они должны подходить перпендикулярно, см. гл. 5), приобретают поперечное направление и складываются с постоянным полем, что приводит согласно соотношению (10.50) к увеличению скорости электрона, и последний снова вводится в зону максимального тормозящего поля. Если же какой-то электрон оказался в точке *В*, то вследствие того, что там постоянное поле ослаблено поперечной составляющей поля волны, в соответствии с соотношением (10.50) его скорость уменьшится и он также войдет в зону действия максимального тормозящего поля.

Рассуждая аналогично, можно показать, что, наоборот, электроны из-под щели *2*, где действует ускоряющее поле, будут удаляться; они перейдут к щели, где действует тормозящее поля, или, как будет показано далее, упадут на катод.

Следовательно, в отличие от генераторов класса О группировка потока производится действием не продольной, а поперечной составляющей поля волны. Поле волны само собирает и удерживает электроны в зоне, где действует максимальное тормозящее поле и происходит эффективная передача энергии волне. Поэтому в отличие от генераторов класса О здесь для обмена энергии нужно, чтобы скорость потока была точно равна скорости волны.

Передача энергии одними и теми же электронами не может происходить длительно. При движении электрона только в постоянных полях (см. рис. 10.56) происходит периодическое изменение его энергии. На катоде он обладает максимальной потенциальной энергией относительно анода; в верхней точке траектории *3* она уменьшается и переходит в кинетическую. За счет запаса кинетической энергии электрон может вернуться на катод в точку *5*, где его потенциальная энергия снова возрастает до максимума, а кинетическая будет равна нулю.

Теперь рассмотрим более сложные явления, когда кроме постоянных полей на электроны действует еще переменное поле бегущей вдоль системы волны. Если электрон $Э_1$ вылетел, когда над ним проходило тормозящее поле волны (рис. 10.59), то, потеряв часть кинетической энергии вблизи анода, он уже не может вернуться к катоду и остановится при возвратном движении в точке *2*. Если переносная скорость электронов равна скорости волны, то в ту же точку одновременно придет и тор-

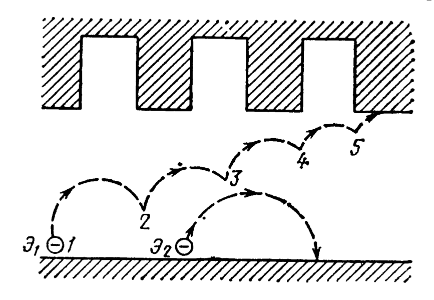


Рис. 10.59. Траектории движения электронов в приборах класса М

мозящее поле, поэтому электрон снова начнет двигаться к аноду и цикл повторится. В каждом цикле электрон будет терять часть своей потенциальной энергии, приближаясь к аноду, и на столько же будет возрастать энергия волны. На последнем витке электрон ударяется об анод, затрачивая остаток своей энергии на его нагрев. Этот остаток будет тем меньше, чем больше витков описал электрон до удара (тем меньше энергии останется у него на последнем витке).

При рассмотрении движения электрона в постоянных полях было показано, что сила, искривляющая его траекторию, тем больше, чем сильнее магнитное поле, и, следовательно, тем меньше радиус витков и тем больше укладывается их между анодом и катодом. Отсюда ясно, что КПД генераторов класса М тем больше, чем сильнее магнитное поле. Однако увеличение напряженности магнитного поля встречает значительные технические трудности, поскольку для сохранения синхронности движения потока с волной согласно условию (10.50) необходимо пропорционально увеличивать напряжение на аноде.

Иначе ведет себя электрон $Э_2$, вылетевший с катода во время действия ускоряющего поля. Этот электрон приобретает в верхней части витка кинетическую энергию, превышающую расход его потенциальной энергии, поэтому он возвращается на катод и тратит избыток своей энергии на нагрев последнего.

Таким образом, электроны, отдающие свою энергию, длительное время находятся в пространстве взаимодействия, часть за частью передавая ее волне, а электроны, отбирающие энергию, совершают это однократно и уже на первом витке возвращаются на катод. Благодаря этому в целом поток передает энергию волне.

Из того, что мы рассмотрели, вытекает и основная принципиальная особенность генераторов класса М: в них происходит преобразование потенциальной энергии электронов потока в энергию волны. При этом расход энергии электронами не изменяет средней скорости потока и не нарушает условий синхронизма. Следовательно, для электронного КПД генераторов этого класса не существует никаких принципиальных ограничений. В настоящее время известны генераторы класса М с КПД, превышающим 80%.

В большинстве практических случаев замедляющие системы генераторов класса М свертывают в кольцо. Это не меняет рассмотренной выше общей картины явлений. Траектории электронов в цилиндрической системе с постоянными полями будут иметь вид следа точки окружности, катящейся по катоду, причем радиус этой окружности тем меньше, чем сильнее магнитное поле. Как и в плоской системе, траектории электронов, отдающих энергию волне, будут иметь вид нескольких витков, оканчивающихся на аноде (рис. 10.60). Электроны же, поглощающие энергию, будут на первом витке возвращаться на катод.

Рассмотрим теперь, как эти общие идеи находят конкретное техническое воплощение. На рис. 10.61, *а* изображена конструкция мощной лампы бегущей волны — усилителя класса М. Прибор имеет цилиндрическое строение и помещается в магнитное поле, перпендикулярное плоскости чертежа. Электронный прожектор, состоящий из катода *1* и ускоряющего электрода *6*, разгоняет электроны *2*, которые заворачиваются магнитным полем и летят вдоль замедляющей системы типа двойной гребенки *5*, играющей роль анода. Постоянное напряжение приложено между ним и холодным (неэмиттирующим) катодом *7*. Входной сигнал подается через коаксиальный ввод *4*, расположенный вблизи прожектора. Усиленный сигнал снимается с коллекторного конца замедляющей системы *3*. В средней части этой системы расположен поглотитель *8*.

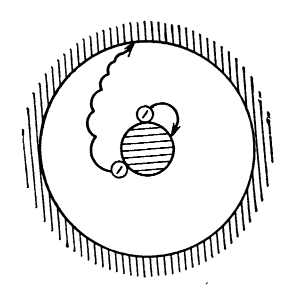


Рис. 10.60. Траектории движения электронов в цилиндрических генераторах класса М

На рис. 10.61, *б* изображена конструкция мощной лампы обратной волны — автогенератора класса М. Его конструкция близка к рассмотренной

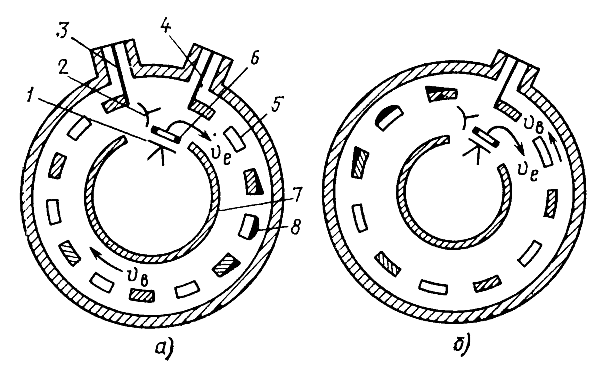


Рис. 10.61. Мощные генераторы класса М:
а — лампа бегущей волны — усилитель; *б* — лампа обратной волны — автогенератор

перед этим системе. Прибор имеет ту же замедляющую систему и один вывод энергии вблизи электронного прожектора. Флуктуации электронного потока в лампе создают различные волны, бегущие вдоль ее замедляющей системы. Для одной из волн выполняется условие равенства скоростей и противоположности направления по отношению к потоку электронов. Такая волна усиливается, и в приборе возникает самовозбуждение. Генераторы этого класса на сантиметровых волнах позволяют получить полезную мощность до 10 кВт при КПД более 40% и коэффициенте электронной перестройки 1 : 2.

Наиболее распространенным из генераторов бегущих волн класса М является **магнетрон**. Его замедляющая система представляет собой цепочку резонаторов (рис. 10.62). В отличие от

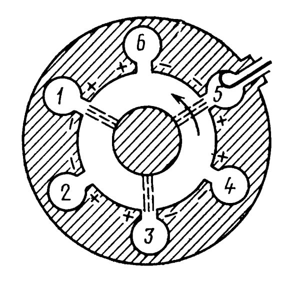


Рис. 10.62. Магнетронный генератор

рассмотренных выше генераторов он не имеет электронного прожектора (его заменяет массивный цилиндрический катод); в нем отсутствует также коллектор. Благодаря этому электронный поток и колебательная система становятся замкнутыми. Как и у рассмотренных ранее генераторов класса М, во вращающемся около катода электронном облаке образуются сгустки («спицы») в областях, где действует тормозящее электрическое поле. На рис. 10.63 дано объемное изображение конструкции магнетрона.

Замкнутость системы создает новую особенность в работе генератора. Режим установившихся колебаний возможен в генераторе только тогда, когда волна, обойдя замедляющую систему, например, от резонатора *1* (см. рис. 10.62) вернется к нему с той же фазой или отличающейся от нее на целое число 2π рад. Бегущая волна тока, обтекая резонаторы, создает на каждом из них падение напряжения, сдвинутое относительно тока на некоторый фазовый угол φ_n, зависящий от расстройки резонаторов относительно частоты генерируемых колебаний. Из условия замкнутости следует, что сумма фазовых сдвигов

$$N\varphi_n = 2\pi n, \qquad (10.51)$$

где N — число резонаторов; n — целое число ($n=0, 1, 2, 3, ...$), а фазовый сдвиг на один резонатор

$$\varphi_n = 2\pi \frac{n}{N}. \qquad (10.52)$$

Легко убедиться, что сдвиг φ_n может принимать различные значения только при $n<N/2$. Так, если $n=N/2+1$, то

$$\varphi_{N/2+1} = 2\pi\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{N}\right) = \frac{2\pi}{N}+\pi, \qquad (10.53)$$

что с точностью до направления отсчета совпадает с

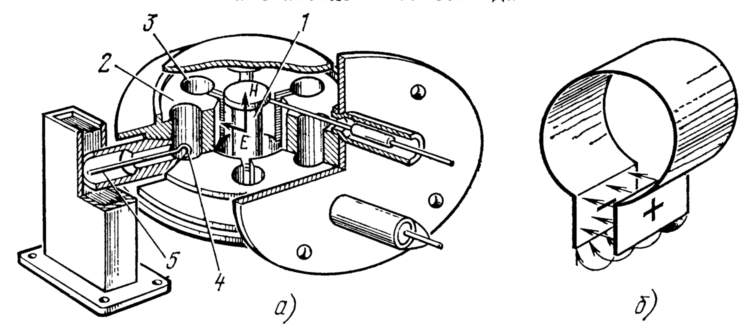


Рис. 10.63. Конструкция магнетрона (*а*) и его резонатора (*б*):
1 — катод; *2* — анодный блок; *3* — резонатор; *4* — петля связи; *5* — вывод энергии

$$\varphi_{N/2-1} = 2\pi\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{N}\right) =$$
$$= \pi - \frac{2\pi}{N}. \qquad (10.54)$$

Действительно,

$$\varphi_{N/2-1} - 2\pi = -\left(\frac{2\pi}{N} + \pi\right) =$$
$$= -\varphi_{N/2-1}.$$

Следовательно, в магнетроне в отличие от рассмотренных выше генераторов класса М с разомкнутой замедляющей системой могут возбуждаться только $N/2+1$ разных типов колебаний, соответствующих значениям $n=0$, 1, ..., $N/2$.

Различный фазовый сдвиг на резонаторах может возникнуть только при разной частоте проходящей через них бегущей волны тока. Значит, при различных типах колебаний в магнетроне возбуждаются разные частоты. Как же практически вызвать в магнетроне колебания желаемого типа? В гл. 5 мы познакомились с уравнением бегущей волны (5.4), которое можно переписать в виде

$$u_x = U\cos(\omega t - \omega x/v). \qquad (10.55)$$

Второе слагаемое в скобках показывает, на сколько изменяется фаза волны при прохождении пути x.

Если расстояние между соседними резонаторами L, а сдвиг фаз колебаний в них (который надо рассматривать как результат запаздывания бегущей волны) φ_n, то согласно уравнению (10.55)

$$\varphi_n = \omega L/v_n, \qquad (10.56)$$

откуда, учитывая выражение (10.52),

$$v_n = \frac{\omega L}{\varphi_n} = \frac{\omega L N}{2\pi n} = \frac{LN}{n} f. \qquad (10.57)$$

Последнее выражение показывает, что в зависимости от типа колебаний (номера n) скорость распространения бегущих волн вдоль замедляющей системы различна.

Для эффективного взаимодействия волны с потоком необходимо, чтобы они двигались синхронно — с одинаковой скоростью. Средняя же скорость потока определяется отношением напряженности электрического и магнитного полей. Следовательно, для возбуждения колебаний желаемого типа нужно установить такое напряжение на аноде, при котором выполнялось бы условие синхронизма потока с волной:

$$v_e = \frac{E}{B} = \frac{LN}{n} f. \qquad (10.58)$$

Из этого выражения следует, что скорость электронов, равная скорости бегущей волны, убывает с увеличением номера n: наименьшей она будет при максимальном значении $n=N/2$. При этом, как видно из (10.52), колебания в соседних резонаторах будут сдвинуты относительно одна другой на $\varphi_{N/2}=\pi$, т. е. будут в противофазе. Для возбуждения их согласно выражению (10.58) потребуется минимальное анодное напряжение, что технически выгодно.

Подробная теория показывает также, что при колебаниях противофазного типа осуществляется наиболее эффективное взаимодействие потока электронов с волной. Поэтому практически во всех магнетронах используют такие колебания. Поскольку энергия в магнетроне переносится бегущей волной, обходящей последовательно все резонаторы, то нет необходимости отбирать энергию от каждого из них. Для вывода ее в один из резонаторов вставляется петля индуктивной связи, переходящая во внешний фидер.

Магнетрон представляет собой диод, поэтому единственным способом воздействия на амплитуду его колебаний могло бы быть изменение анодного напряжения. Однако это неизбежно привело бы к изменению условий синхронизма, переходу с одного типа колебаний на

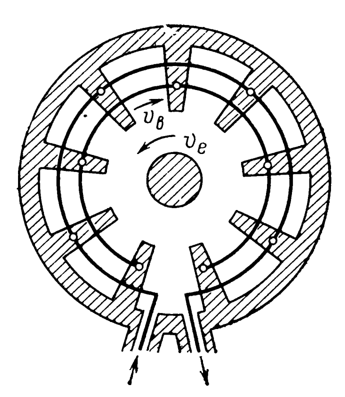


Рис. 10.64. Платинотрон — усилитель (амплитрон)

другие, а следовательно, к скачкам частоты, чего допустить нельзя. Поэтому магнетроны обычно используют в импульсном режиме, подавая на анод питающее напряжение в виде импульсов с возможно более плоской вершиной.

Магнетроны работают в диапазонах дециметровых, но чаще сантиметровых и миллиметровых волн. Они способны развивать в импульсе (на сантиметровых волнах) мощности в десятки мегаватт при очень высоком КПД, достигающем 60—70%. Магнетрон может возбудиться и при взаимодействии с обратной волной, когда напряжение на аноде ниже, чем при колебаниях типа π.

В последние годы разработан новый прибор класса М для усиления дециметровых и сантиметровых волн, основанный на взаимодействии потока с обратной волной и названный платинотроном (рис. 10.64). Замедляющая система платинотрона представляет собой двухпроводную линию, нагруженную на резонаторы «лопаточного» типа. Катод у него цилиндрический, как у магнетрона. Поглотителя здесь нет, потому что линия согласуется на входе и на выходе и отраженные волны отсутствуют. Входной сигнал создает бегущие волны с фазовой скоростью $v_в$ в замедляющей системе. При выполнении условия синхронизма (при равенстве скорости электронов v_e скорости волны $v_в$) происходит описанное выше энергетическое взаимодействие потока с обратной волной.

Усиление прибора невелико (до 20 раз), но он работает с очень высоким КПД, достигающим 80%. Благодаря замкнутости потока диапазонные свойства этого усилителя хуже, чем у лампы бегущей волны, но он все же может работать приблизительно внутри 10%-ной полосы частот.

10.12. ГЕНЕРАТОРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Незатухающие колебания в одиночном контуре возможны только в том случае, если его сопротивление потерь равно нулю. Поскольку любой реальный контур обладает активным сопротивлением, то получение в контурах ламповых генераторов незатухающих колебаний можно рассматривать как результат внесения в него второго «отрицательного сопротивления», компенсирующего его положительное активное сопротивление. Роль такого отрицательного сопротивления в схеме лампового генератора играет лампа, на сетку которой подается напряжение в фазе с напряжением на контуре. Если фазовые соотношения в генераторе выдержаны в соответствии с графиками, приведенными на рис. 10.3, то при возрастании анодного тока лампы напряжение между ее анодом и катодом уменьшается (в противоположность увеличению напряжения на обычном активном сопротивлении при возрастании тока). Это является отличительной чертой элемента с отрицательным сопротивлением. При этом сама по себе лампа имеет положительное сопротивление, и свойство отрицательного сопротивления она приобретает только по отношению к первой гармонике анодного тока, на частоту которой настроен контур, благодаря подведению напряжения возбуждения от другого генератора или по цепи ОС от анодного контура.

На то, что лампа или транзистор в динамическом режиме по переменному току имеет отрицательное сопротивление, указывает отрицательная крутизна их динамических характеристик (рис. 10.9).

Если вместо лампы присоединить к контуру прибор, обладающий такой же падающей вольт-амперной характеристикой, он будет выполнять аналогично лампе функцию «отрицательного сопротивления», и в колебательной системе станет возможным установление незатухающих колебаний.

В настоящее время имеется ряд полупроводниковых приборов, обладающих вольт-амперными характеристиками с падающими участками. Среди них наиболее широкое применение находят туннельные диоды. Они представляют собой маломощные полупроводниковые диоды с повышенной концентрацией примесных атомов. Последнее обстоятельство определяет особенности их вольт-амперных характеристик, имеющих падающий участок (рис. 10.65, *а*), на котором дифференциальное сопротивление отрицательно.

Для того чтобы прибор работал, например, в середине данного участка характеристики, нужно, чтобы ток и напряжение диода $i_{д0}u_{д0}$ соответствовали току и напряжению, которые отдает источник постоянного напряжения. Они определяются в соответствии с законом

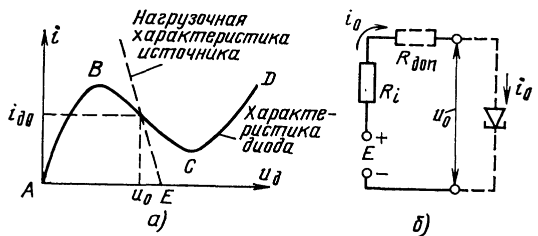


Рис. 10.65. Использование туннельного диода в качестве элемента с отрицательным сопротивлением:
а — характеристики туннельного диода и источника питания; *б* — токи и напряжения в эквивалентной схеме источника питания

Кирхгофа для эквивалентной схемы источника (рис. 10.65, *б*)

$$u = E - i R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление источника или

$$i = \frac{E - u}{R_i}.$$

При известной ЭДС источника питания E можно всегда подобрать дополнительное сопротивление $R_{доп}$ так, чтобы

$$i = i_{до} = \frac{E - u_{до}}{R_i + R_{доп}}.$$

Это соответствует случаю пересечения характеристик источника и диода в заданной точке (рис. 10.65, *а*). Если теперь присоединить к диоду колебательную систему (рис. 10.66), то он будет компенсировать потери в ней и в схеме установятся гармонические колебания. Элементы $L_р$, $C_р$ служат для того, чтобы, с одной стороны, цепь источника не шунтировала контур, с другой — чтобы контур не шунтировал диод по постоянному току.

При возрастании напряжения на контуре и на включенном параллельном ему диоде ток диода будет уменьшаться, а при уменьшении напряжения воз-

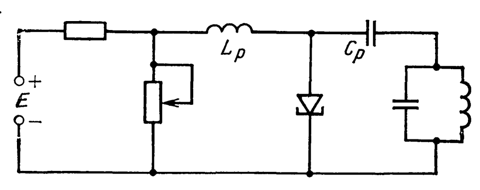


Рис. 10.66. Схема автогенератора с туннельным диодом

растать (рис. 10.65, *а*). Если считать, что цепь источника не шунтирует диод и контур по высокой частоте, то вся переменная составляющая тока диода будет проходить через контур. Фазовые соотношения между током и напряжением при этом такие, что контуру передается больше энергии, чем от него забирается. Генераторы такого типа предельно просты, надежны и могут работать на очень высоких частотах.

10.13. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ОДНОГО ЗНАКА

Синусоидальные колебания возникают в цепях, содержащих реактивные элементы разных знаков — индуктивности и емкости. Как было показано в гл. 2, в цепях, содержащих активные и реактивные сопротивления одного знака, нарушение электрического равновесия приводит к протеканию резко несинусоидальных токов. Однако это вовсе не означает, что в автоколебательной системе, содержащей активные и реактивные сопротивления одного знака, невозможно выделить синусоидальные колебания. Вспомним, что несинусоидальные токи могут быть представлены в виде суммы бесконечного множества гармонических (синусоидальных) составляющих различных частот. Для возбуждения в системе колебаний только одной частоты нужно составить схему таким образом, чтобы условия самовозбуждения выполнялись только для одной из гармоник. Проще всего этого можно добиться, составив цепь ОС так, чтобы условия самовозбуждения по фазе выполнялись только для одной частоты.

Усилитель на резисторе можно превратить в автогенератор, если часть усиленного напряжения с коллекторной нагрузки транзистора подавать на его базу в противофазе с переменной составляющей коллекторного напряжения (рис. 10.67). Для получения нужного

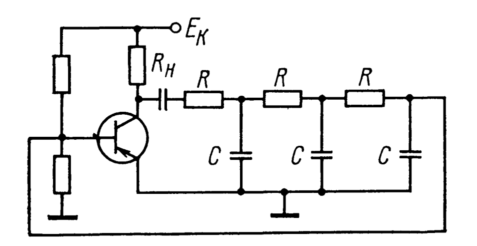


Рис. 10.67. Автогенератор с реактивным сопротивлением одного знака

сдвига фаз при передаче напряжения с нагрузочного резистора на базу можно использовать цепочки RC (из резисторов и конденсаторов). С помощью одной цепочки из резистора и конденсатора можно получить сдвиг фаз не более чем на 90°. Практически же обычно получают сдвиг фаз, близкий к 60°. Поэтому для получения сдвига фазы на 180° в цепь ОС приходится включать три цепочки из резисторов и конденсаторов (рис. 10.67). С последней цепочки напряжение подается на базу транзистора. В рассмотренной схеме частота генерируемых колебаний

$$\omega = 1/\sqrt{6}RC. \tag{10.59}$$

Частоту в генераторах данного типа при одном и том же конденсаторе переменной емкости можно изменять в значительно бóльших пределах, чем в генераторе с колебательными контурами, где она изменяется обратно пропорционально квадратному корню из емкости. Это является большим преимуществом генераторов типа RC. Например, если конденсатор переменной емкости имеет коэффициент перекрытия $C_{макс}/C_{мин}=4$, то в генераторе типа RC частоту можно изменять в четыре раза, а в генераторе типа LC только в два.

Достоинствами данных схем являются также малые масса, габариты и низкая стоимость деталей, что особенно заметно проявляется на низких частотах, где дроссели со стальным сердечником становятся весьма громоздкими и дорогими. В настоящее время разработаны и используются весьма разнообразные схемы генераторов синусоидальных колебаний типа RC. Аналогично можно создать и генераторы типа RL, но они по сравнению с рассмотренными генераторами имеют большую массу, габариты и меньшую стабильность частоты, поэтому практического распространения не получили.

10.14. ЗАТЯГИВАНИЕ ЧАСТОТЫ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

В первый период развития ламповой радиотехники радиопередающие устройства строились преимущественно по однокаскадной схеме: они состояли из автогенератора, связанного непосредственно с цепью антенны. Для передачи в антенну максимальной мощности старались устанавливать возможно более сильную связь между генератором и антенной. При этом обнаружили, что при настройке антенного контура колебания срывались или настройка генератора становилась неоднозначной, т. е. генерируемая частота зависела от того, как проводилась настройка.

Разберем причину этого явления. Если заменить антенну эквивалентным контуром, то из схемы генератора (рис. 10.68) будет видно, что его нагрузкой служит система из двух связанных контуров. Предположим, что контур, включенный непосредственно в анодную цепь лампы, настроен конденсатором C_1 на фиксированную частоту f_1, а частота f_2 внешнего контура изменяется конденсатором переменной емкости C_2.

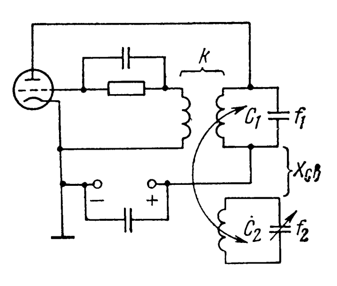


Рис. 10.68. Схема автогенератора с нагрузкой из двух связанных контуров

Частота генерируемых колебаний совпадает с резонансной частотой коле-

бательной системы генератора, собственные частоты которой определяются частотами связи двух связанных контуров. Эти частоты изменяются в зависимости от величины связи $X_{св}$ и расстройки их друг относительно друга (см. рис. 3.8).

В момент включения генератора в колебательной системе возбудятся слабые колебания обеих частот. Однако наличие колебаний одной частоты в схеме затрудняет возбуждение в ней колебаний других частот. Это объясняется тем, что все автогенераторы работают в нелинейном режиме, т. е. в области с переменным значением крутизны, поэтому средняя крутизна лампы при наличии колебаний оказывается всегда меньше значения ее статической крутизны. Из общих же условий самовозбуждения известно [см. (10.32)], что чем меньше средняя крутизна лампы, тем больше должен быть коэффициент ОС, при котором возможно возбуждение новой частоты. Кроме того, наличие колебаний одной частоты приводит к появлению тормозящего поля в лампе совсем не в те моменты времени, когда электроны могут передавать наиболее эффективно энергию контуру, входя в импульсы, следующие с другой частотой. Поэтому быстро нарастающие колебания той частоты, на которой потери в системе меньше, ухудшают условия возбуждения колебаний на второй частоте и последние быстро затухают.

Рассмотрим явления, которые происходят в генераторе при перестройке внешнего контура. Перестройка его приводит к изменению частот связи, одна из которых лежит ниже, а вторая выше частоты обоих контуров. Если частота внешнего контура ниже частоты анодного, то передача энергии из анодного контура во внешний будет на нижней частоте связи $\omega_н$ больше, чем на верхней частоте $\omega_в$, поскольку разность $\omega_н - \omega_2$ меньше разности $\omega_в - \omega_2$ (см. рис. 3.8). Поэтому в генераторе возбуждаются колебания на верхней частоте связи, на которой потери в анодном контуре меньше.

Если настроить внешний контур на частоту выше частоты анодного контура, то он будет расстроен относительно верхней частоты связи $\Delta\omega = \omega_в - \omega_2$ меньше, чем относительно нижней частоты связи $\Delta\omega = \omega_н - \omega_2$. Поэтому потери в анодном контуре на передачу энергии во внешнюю цепь станут больше на верхней частоте связи, и в генераторе будут возбуждаться колебания на нижней частоте связи. На рис. 10.69, *а* видно, что при $\omega_2 < \omega_1$ возрастание частоты ω_2 приводит к уменьшению расстройки внешнего контура относительно рабочей частоты и увеличению тока I_2 во внешнем контуре. При $\omega_2 > \omega_1$ увеличение частоты ω_2 приводит к увеличению расстройки внешнего контура относительно нижней частоты связи, которая возбуждается в генераторе, и уменьшению тока во внешнем контуре.

Если связь анодного контура с внешним достаточно сильная, то при малых расстройках последнего относительно генерируемой частоты переход энергии во внешнюю цепь особенно интенсивен, и вследствие этого эквивалентное сопротивление анодного контура сильно уменьшено. Установленного значения ОС, как видно из формулы (10.30), может не хватить для поддержания самовозбуждения, и колебания сорвутся. Явления, протекающие в генераторе в этом случае, иллюстрируются графиками на рис. 10.69, *б*.

Очевидно, что срыв колебаний можно устранить увеличением ОС. Явления в генераторе при увеличении частоты внешнего контура будут протекать тогда следующим образом. В области $\omega_2 \leqslant \omega_1$ возбуждаются колебания на верхней частоте связи. Несмотря на создание в схеме более благоприятных (с точки зрения потерь) условий для возбуждения колебаний на нижней частоте связи, они при переходе через частоту ω_1 до частоты срыва $\omega_{2ср}$ еще не возбуждаются, так как наличие колебаний верхней частоты уменьшает среднюю крутизну лампы и препятствует их возникновению. Только на частоте $\omega_2 = \omega_{2ср}$ создавшиеся более благоприятные условия для возбуждения колебаний на нижней частоте связи приводят к скачкообразному изменению частоты колебаний (рис. 10.69, *в*). До скачкообразного изменения частоты увеличивающийся переход энергии во внешний контур приводит к росту тока в нем. Естественно, что при обратной перестройке с уменьшением частоты внешнего контура наблюдается з а т я г и в а н и е генерации на нижней частоте (штриховые линии на рис. 10.69, *в*), а затем перескок на верхнюю частоту связи.

Таким образом, образуется область настроек внешнего контура $\omega_{1ср} - \omega_{2ср}$, внутри которой рабочая частота генератора зависит от того, каким образом производится его настройка. С этим не-

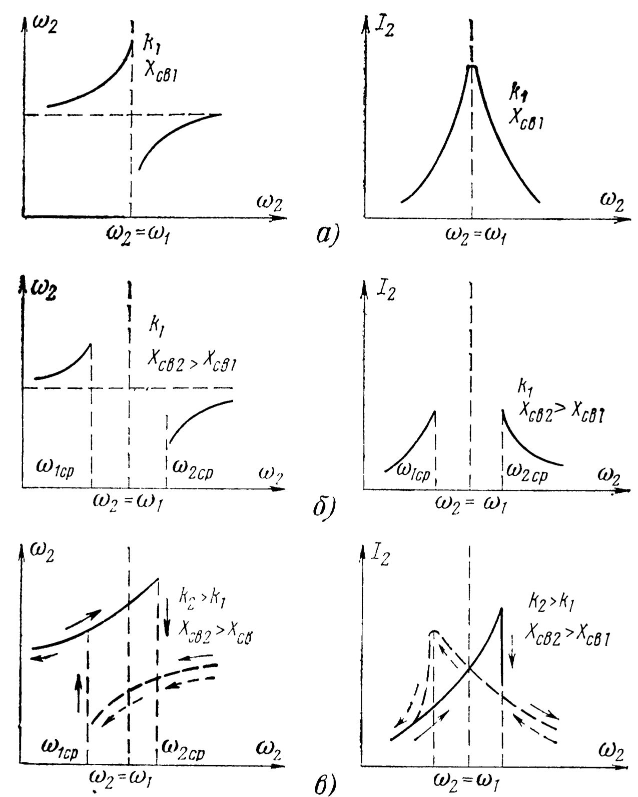


Рис. 10.69. Затягивание частоты в двухконтурном автогенераторе

приятным явлением можно столкнуться при использовании однокаскадных передатчиков, которые применяются во многих импульсных радиоустройствах. В многокаскадных передатчиках автогенератор всегда связан с последующими каскадами, поэтому попытка увеличить связь с ними сверх некоторого предела может привести к возникновению затягивания. В некоторых устройствах явление затягивания используется для стабилизации частоты.

Следует обратить внимание на то, что затягивание частоты возможно только в таких генераторах, в которых один из контуров играет роль «внешнего» контура, т. е. энергия из него не передается обратно в цепь автогенератора и для генератора является энергией потерь. В двухконтурных схемах с общим анодом, катодом или сеткой второй контур входит в цепь ОС. Из графиков на рис. 10.69 видно, что в этих генераторах на разных частотах связи знаки коэффициентов ОС противоположны, поэтому может возбуждаться только одна из частот связи. В таких схемах явление затягивания может наблюдаться в том случае, когда контур, определяющий частоту генерируемых колебаний, сильно связан с внешней цепью.

10.15. ЗАХВАТЫВАНИЕ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Если автогенератор, генерирующий колебания частоты $\omega_{г0}$, подвергнуть воздействию внешней ЭДС достаточно большой амплитуды с частотой $\omega_в$, мало отличающейся от частоты $\omega_{г0}$, то частота автогенератора может измениться и после переходного процесса стать равной частоте внешней ЭДС. Это явление получило название з а х в а т ы в а н и я или п о л н о г о у в л е-

чения частоты. Иногда захватывание называют также принудительной синхронизацией. При заданной интенсивности внешнего сигнала она наблюдается в некоторой области частот, лежащих близко к частоте собственных колебаний автогенераторов, которая называется полосой захватывания. При несколько большей разности частот наблюдается лишь частичное изменение частоты автогенератора. Это явление называют частичным захватыванием (или увлечением) частоты. Начиная с некоторых расстроек внешнее воздействие не приводит к изменению рабочей частоты автогенератора.

На рис. 10.70 приведен график изменения разности рабочей частоты ге-

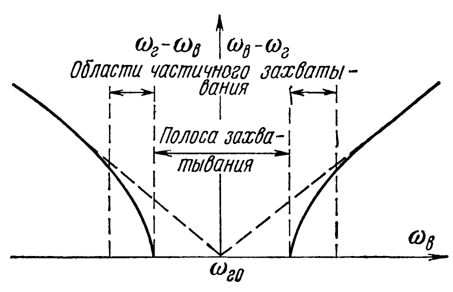


Рис. 10.70. Захватывание частоты автогенератора

нератора и частоты внешней вынуждающей силы в зависимости от частоты последней. В полосе захватывания эта разность равна нулю, в области частичного захватывания она отлична от нуля, и вне ее разность нарастает линейно, поскольку частота $\omega_г$ перестает изменяться. Объяснить это можно следующим образом. На какую бы цепь автогенератора ни воздействовала внешняя ЭДС, на сетке лампы из-за наличия ОС появится переменная ЭДС с частотой внешнего источника. Если эта частота мало отличается от частоты автогенератора, а амплитуда наведенных колебаний сравнима с амплитудой напряжения на сетке лампы автогенератора, в сеточной цепи возникнут биения колебаний этих двух частот. В некоторый момент времени максимальные положительные значения обеих амплитуд совпадают (рис. 10.71), они складываются, и результирующее колебание равно сумме их амплитуд. Через период одна из величин снова достигнет максимального значения, а вторая в этот момент будет иметь мень-

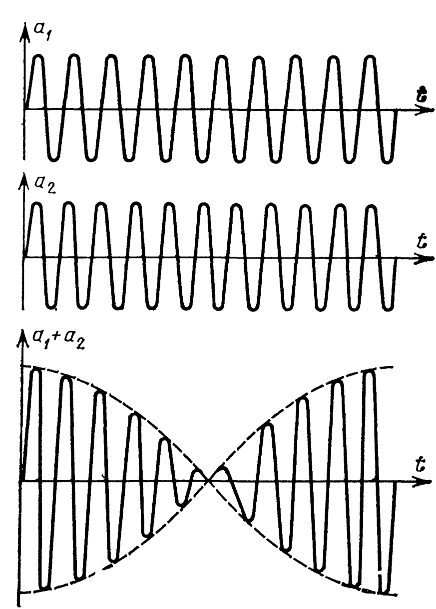


Рис. 10.71. Биения при сложении колебаний близких частот

шее значение, и поэтому их сумма станет меньше, чем в первом случае.

От периода к периоду сдвиг фаз между колебаниями будет расти и амплитуда результирующего колебания уменьшаться. Когда сдвиг фаз превысит 120°, колебания начнут ослаблять друг друга, а при сдвиге фаз в 180° амплитуда результирующего колебания достигнет разности амплитуд обоих колебаний. Дальнейшее увеличение сдвига фаз приведет к появлению и постепенному нарастанию амплитуды результирующего колебания. Когда же сдвиг фаз достигнет 360°, амплитуды колебаний будут вновь складываться. Таким образом, в результате сложения двух колебаний разных частот возникают новые колебания с периодически нарастающей и убывающей амплитудой.

Для определения частоты результирующих колебаний и периода изменения их амплитуды рассмотрим данное явление математически. Если в цепи происходит сложение двух высокочастотных колебаний с одинаковой амплитудой $a_1(t) = A \sin 2\pi f_1 t$ и $a_2(t) = A \sin 2\pi f_2 t$, то в результате их сложения получим

$$a_1(t) + a_2(t) = A(\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t).$$

Используя затем известную тригонометрическую формулу преобразования

суммы двух синусоидальных величин в произведение

$$\sin\alpha+\sin\beta=2\cos\frac{\alpha-\beta}{2}\sin\frac{\alpha+\beta}{2},$$

имеем

$$a_1(t)+a_2(t)=2A\cos 2\pi\frac{f_1-f_2}{2}\times$$

$$\times t\sin 2\pi\ \frac{f_1+f_2}{2}t. \qquad (10.60)$$

Если частота f_1 близка к частоте f_2, то частота первого сомножителя мала и его можно рассматривать как переменную амплитуду высокочастотного колебания частоты: $f=(f_1+f_2)/2$. Таким образом, в результате биений двух высокочастотных колебаний возникают новые высокочастотные колебания с частотой, равной среднему значению их частот:

$$f=f_{\text{ср}}=\frac{f_1+f_2}{2}, \qquad (10.61)$$

и переменной амплитудой, максимальные значения которой повторяются с частотой, равной разности их частот:

$$F=f_1-f_2. \qquad (10.62)$$

Уравнение колебаний биений показывает, что при переходе амплитуды через нуль фаза высокочастотных колебаний меняется на обратную, поскольку $\cos\frac{f_1-f_2}{2}t$ изменяет свой знак.

В тех случаях, когда амплитуды колебаний разных частот A_1 и A_2 неодинаковы, амплитуда результирующего колебания изменяется от максимального значения $A_{\text{макс}}=A_1+A_2$, когда фазы колебаний совпадают, до минимального значения $A_{\text{мин}}=A_1-A_2$, когда разность фаз достигает π. Период изменения амплитуды в этом случае легко определить из следующих соображений. Если в начальный момент времени фазы колебаний совпадали, то их новое совпадение произойдет через время T, за которое одна из величин совершит n, а вторая $n+1$ колебаний, т. е. $T=nT_1$ и $T=(n+1)T_2$. Приравнивая правые части этих выражений, получаем

$$n=\frac{T_2}{T_1-T_2}.$$

Подставив затем это соотношение в первое равенство, найдем период изменения амплитуды результирующего колебания

$$T=n\,T_1=\frac{T_2}{T_1-T_2}T_1=\frac{1}{1/T_1-1/T_2}$$

или частоту изменения амплитуды $F=1/T=f_1-f_2$, которая равна разности частот складываемых колебаний.

Вернемся теперь к изучению явления захватывания частоты в автогенераторе. Из приведенного рассмотрения следует, что в результате биений напряжения автогенератора и внешней ЭДС амплитуда результирующих колебаний будет изменяться с частотой $\omega_{\text{г0}}-\omega_{\text{в}}$, а их частота

$$\omega'_{\text{р}}=\frac{\omega_{\text{г0}}+\omega_{\text{в}}}{2}.$$

Поскольку частоты $\omega_{\text{г0}}$ и $\omega_{\text{в}}$ близки, их разность получается во много раз меньше частоты результирующих колебаний. Поэтому, рассматривая явления в течение малых промежутков времени (порядка нескольких периодов колебаний), изменение их амплитуды можно не учитывать.

Анодный ток лампы определяется в основном напряжением на управляющей сетке, поэтому он также станет изменяться с частотой $\omega_{\text{р}}$. Проходя через анодный контур, он будет создавать на нем падение напряжений новой частоты $\omega'_{\text{р}}$. Нетрудно видеть, что если $\omega_{\text{в}}>\omega_{\text{г0}}$, то новая частота, являющаяся средней частотой между $\omega_{\text{в}}$ и $\omega_{\text{г0}}$, будет больше $\omega_{\text{г0}}$, но меньше $\omega_{\text{в}}$, т. е. генерируемая частота возрастет. Далее колебания новой частоты $\omega'_{\text{р}}$ создадут биения с внешней ЭДС, в результате чего возникнут колебания с частотой

$$\omega''_{\text{р}}=\frac{\omega'_{\text{р}}+\omega_{\text{в}}}{2},$$

которая будет выше $\omega'_{\text{р}}$, но ниже $\omega_{\text{в}}$ (рис. 10.72), и частота в схеме возрастет еще больше.

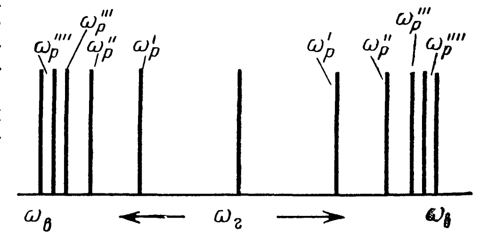


Рис. 10.72. Изменение частоты автогенератора в процессе захватывания

Такой процесс нарастания частоты будет происходить весьма быстро и дальше, пока после некоторого n-го цикла частота генерируемых колебаний точно не совпадет с частотой внешнего источника $\omega_р^{(n)}=\omega_в$. После этого изменение частоты прекратится. То же происходит и тогда, когда частота внешней ЭДС меньше частоты генератора, но в этом случае частота генератора будет уменьшаться, пока не совпадет с частотой внешнего источника. График, построенный на рис. 10.72, следует понимать условно, как результат измерений мгновенных значений частоты в отдельные моменты времени. В действительности процесс изменения частоты протекает непрерывно.

Чем больше отличается частота внешнего источника от собственной частоты автогенератора, тем больше расстройка анодного контура относительно вынужденной частоты. Начиная с некоторой расстройки, условия возбуждения внешней частоты $\omega_в$ в схеме не выполняются, и явление захватывания исчезает. Однако это не означает, что влияние внешнего источника полностью прекращается. Рассмотренный выше процесс постепенного приближения частоты генерируемых колебаний к частоте внешнего источника остановится на известной стадии, и в схеме установится некоторая промежуточная частота

$$\omega_р^к = \frac{\omega_р^{(к-1)} + \omega_в}{2},$$

для которой условия самовозбуждения будут более благоприятны, чем для следующей частоты биений. Эта промежуточная частота будет тем ближе к частоте внешнего источника, чем меньше он расстроен относительно начальной частоты генератора.

Данное явление получило название частичного захватывания (или увлечения) частоты. Оно наблюдается в некоторой области расстроек, за которой явление частичного захватывания прекращается, как это и показано на рис. 10.70.

Захватывание частоты используется в целом ряде радиотехнических устройств, например, для синхронизации генератора от другого более стабильного генератора, для выделения и усиления колебаний нужной частоты при действии в цепи ЭДС многих частот, для умножения частоты путем синхронизации генератора высшими гармониками возбуждающей ЭДС и для других целей.

10.16. ГЕНЕРАТОРЫ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Для передачи информации в виде кодированных импульсных посылок, для одновременного запуска различных устройств, для последовательного срабатывания различных цепей через определенные промежутки времени и для других целей в современных радиотехнических устройствах широко используются генераторы электрических колебаний самой различной несинусоидальной формы. Такие колебания получили название релаксационных.

Простейшая схема генератора релаксационных колебаний показана на рис. 10.73, *а*. В ней к источнику постоянного тока *E* через резистор *R* подключена неоновая лампа *НЛ*, параллельно которой включен конденсатор *C*. Начиная с момента включения, конденсатор заряжается от источника через резистор *R*. Когда напряжение на конденсаторе достигает потенциала зажигания неоновой лампы, в ней возникает ионный разряд, внутреннее сопротивление ее становится весьма малым (оно измеряется обычно сотнями ом) и конденсатор начинает разряжаться через лампу. Разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не упадет до потенциала гашения, который лежит ниже потенциала зажигания. Резистор *R* ограничивает ток, про-

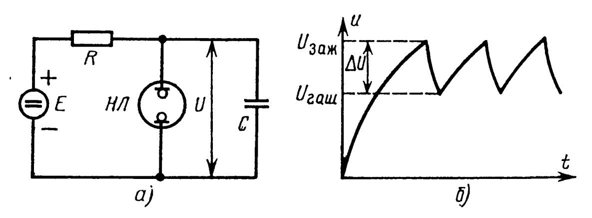


Рис. 10.73. Генератор релаксационных колебаний с неоновой лампой

текающий от источника, и не дает возможности поддерживать разряд в лампе, поэтому она гаснет и конденсатор начинает снова заряжаться от источника через резистор R.

Процесс заряда и разряда конденсатора через резистор происходит по экспоненциальному закону (см. гл. 2). При заряде конденсатора через большое сопротивление резистора R процесс нарастания напряжения происходит медленно, а разряд через малое внутреннее сопротивление открытой лампы протекает во много раз быстрее. На рис. 10.73, *б* приведен график изменения напряжения на конденсаторе, имеющий пилообразный характер.

Несмотря на свою простоту такой генератор используется сравнительно редко из-за нестабильности потенциалов зажигания и гашения неоновой лампы, которые зависят от температуры, освещения, предыдущего состояния прибора и других случайных причин, а также вследствие малой амплитуды колебаний

$$\Delta U = U_{заж} - U_{гаш},$$

где $U_{заж}$ — напряжение зажигания, а $U_{гаш}$ — напряжение гашения неоновой лампы. Более стабильные генераторы несинусоидальных колебаний могут быть получены при использовании электронных ламп или полупроводниковых приборов.

В схеме релаксационного генератора, называемого **мультивибратором** (рис. 10.74), используются два

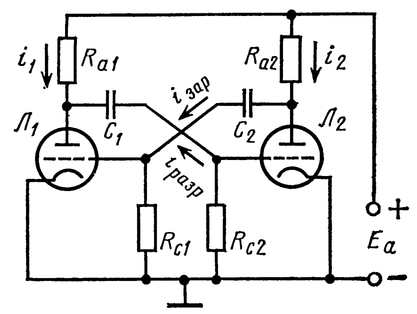


Рис. 10.74. Схема мультивибратора

триода. Процесс возбуждения колебаний в этой схеме может быть описан следующим образом.

Пусть в некоторый момент времени в схеме существует состояние электрического равновесия, т. е. в соответствующих цепях обоих плеч схемы протекают одинаковые токи. Сколько-нибудь длительно это состояние существовать не может вследствие ничтожных случайных изменений электронного потока в лампах. Предположим, что в какой-то момент времени анодный ток лампы $Л_1$ немного возрастет, тогда падение напряжения на резисторе R_{a1} увеличится. Сумма же напряжений на резисторе R_{a1} и лампе $Л_1$ всегда остается постоянной и равной напряжению источника питания:

$$U_{Ra1} + U_{a1} = E_a,$$

где U_{Ra1} — падение напряжения на резисторе R_{a1}, а U_{a1} — напряжение на аноде лампы $Л_1$.

Следовательно, если U_{Ra1} увеличилось, то U_{a1} должно уменьшаться, вследствие чего конденсатор C_1, подключенный через резистор R_{c2} параллельно лампе $Л_1$, должен начать разряжаться. Его разрядный ток $i_{разр}$ проходит снизу вверх через резистор R_{c2}, находящийся в цепи сетки лампы $Л_2$, и увеличивает отрицательный потенциал сетки этой лампы по отношению к ее катоду. Это приводит к уменьшению анодного тока лампы $Л_2$. В свою очередь, уменьшение анодного тока лампы $Л_2$ приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе R_{a2}, поэтому конденсатор C_2 начинает заряжаться. Его зарядный ток $i_{зар}$, проходя сверху вниз через резистор R_{c1}, повышает потенциал сетки лампы $Л_1$ относительно ее катода, что способствует дальнейшему нарастанию анодного тока этой лампы. Нужно заметить, что появление положительного напряжения на сетке лампы $Л_1$ приводит к появлению сеточного тока. Поэтому конденсатор C_2 заряжается также через участок сетка — катод лампы $Л_1$. Из сказанного следует, что в схеме существует положительная ОС, а это приводит к быстрому возрастанию тока лампы $Л_1$ и убыванию тока лампы $Л_2$.

Первая стадия процесса закончится полным запиранием лампы $Л_2$ и прохождением большого тока через лампу $Л_1$. Однако такое состояние схемы сохранится недолго. Конденсатор C_1 разрядится через отпертую лампу $Л_1$, ток в его цепи будет уменьшаться, что приведет к постепенному возрастанию напряжения на сетке лампы $Л_2$. В некоторый момент времени напряжение на ней превысит напряжение запирания, и в ее анодной цепи возникнет ток, вследствие чего появится падение напряжения на резисторе R_{a2} и анодное напряжение на лампе $Л_2$ начнет уменьшать-

ся. В результате этого конденсатор C_2 начнет разряжаться через резистор R_{c1}, уменьшая напряжение на сетке лампы $Л_1$, что, в свою очередь, приведет к уменьшению анодного тока этой лампы и увеличению напряжения на ее аноде. Тогда конденсатор C_1 начнет заряжаться через резистор R_{c2}, увеличивая напряжение на сетке лампы $Л_2$, в результате чего увеличится ток через эту лампу. Таким образом, происходит лавинообразное нарастание тока в лампе $Л_2$ и убывание в лампе $Л_1$. Схема, как говорят, «опрокидывается», т. е. то, что происходило сначала в лампе $Л_1$, теперь происходит в лампе $Л_2$ и наоборот. В дальнейшем описанный процесс будет повторяться, и схема будет создавать периодическую последовательность релаксационных колебаний.

Определим, какую форму будут иметь колебания в различных цепях генератора (рис. 10.75). В момент времени, когда лампа $Л_2$ заперта, конденсатор C_2 еще не зарядится, поскольку скачок тока в лампе происходит весьма быстро, а постоянная времени цепи заряда, определяемая емкостью конденсатора C_2 и сопротивлениями резисторов R_{a2} и R_{c1}, имеет большое значение (следует учитывать, что последнее сопротивление шунтируется относительно малым входным сопротивлением отпертой лампы $Л_1$).

Сопротивления резисторов R_{a1} и R_{a2} в анодной цепи ламп выбирают не очень большими. Поэтому заряд конденсатора C_2 заканчивается через небольшой отрезок времени Δt после начала запирания лампы. За это время анодное напряжение на лампе $Л_2$ достигает максимального значения, равного напряжению источника E_a, а напряжение на сетке лампы $Л_1$ падает до нуля, поскольку зарядный ток прекращается и падение напряжения на резисторе R_{c1} исчезает.

Одновременно конденсатор C_1 из-за полного отпирания лампы $Л_1$ и увеличения падения напряжения на резисто-

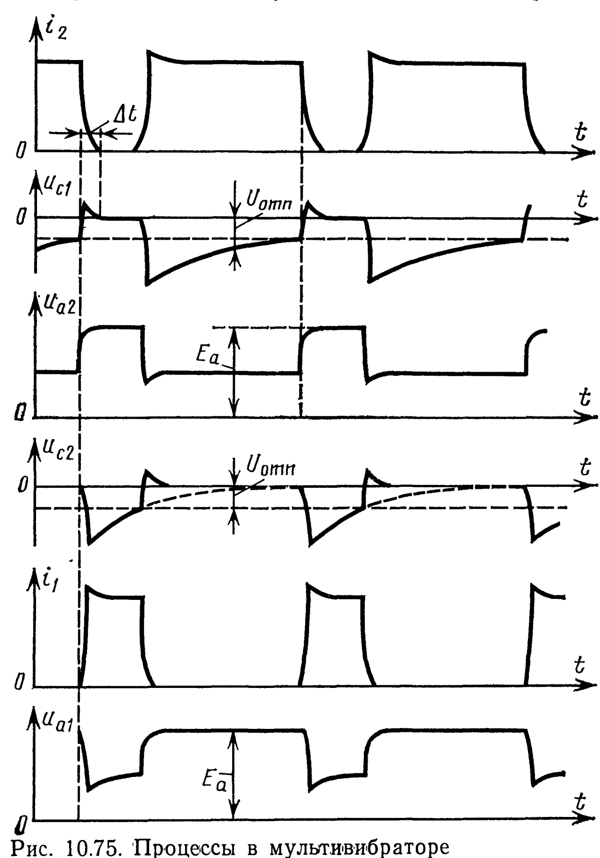


Рис. 10.75. Процессы в мультивибраторе

ре R_{a1} начнет разряжаться через эту лампу и резистор R_{c2}. Сопротивление резистора R_{c2} выбирается весьма большим, поэтому процесс разряда протекает сравнительно медленно. Поскольку разрядный ток максимален в первый момент, а в дальнейшем спадает по экспоненциальному закону, то соответственным образом будет изменяться и напряжение на резисторе R_{c2}, т. е. напряжение u_{c2} в цепи сетки лампы $Л_2$.

Ток через резистор R_{a1} быстро нарастает до максимума, а затем несколько уменьшается по экспоненциальному закону из-за спадания сеточного напряжения u_{c1} до нуля и в дальнейшем до опрокидывания схемы больше не изменяется. Соответственно этому изменяется напряжение на аноде лампы $Л_1$: $u_{a1}=E_a-i_1R_{a1}$.

В тот момент, когда напряжение на сетке лампы $Л_2$ вследствие уменьшения разрядного тока конденсатора C_1 возрастает до напряжения $U_{отп}$, лампа $Л_2$ резко отпирается, а $Л_1$, наоборот, запирается, и все процессы в схеме протекают аналогично описанным выше, но в обратном направлении.

В момент запирания лампы $Л_1$ потенциал сетки лампы $Л_2$ резко возрастает за счет напряжения, созданного током заряда конденсатора C_1 на резисторе R_{c2}, а затем постепенно спадает до нуля по мере его прекращения. Разрядный ток конденсатора C_2 создает на резисторе R_{c1} большое отрицательное напряжение при отпирании лампы $Л_2$. По мере спада разрядного тока сеточное напряжение возрастает; когда оно превысит напряжение отпирания лампы, произойдет новый скачок и процессы повторятся снова. В промежутке между скачками анодные токи и напряжения ламп остаются неизменными, если не считать коротких промежутков времени, в течение которых происходят переходные процессы, следующие непосредственно за опрокидыванием схемы.

Графики, приведенные на рис. 10.75, показывают, что форма колебаний в схеме содержит резкие переходы, т. е. имеет разрывный характер. Спектр таких колебаний содержит большое количество гармоник значительной интенсивности, что и послужило причиной названия этого генератора **мультивибратором** (т. е. генератором многочисленных колебаний). Разбор работы схемы позволяет заключить, что длительность отдельных процессов в цикле определяется постоянными времени цепи разряда и заряда конденсаторов C_1 и C_2, что дает возможность легко изменять их длительность в широких пределах. Поэтому схема мультивибратора и ее многочисленные варианты получили большое распространение в импульсных радиоустройствах.

Аналогично работают транзисторные мультивибраторы (рис. 10.76), схе-

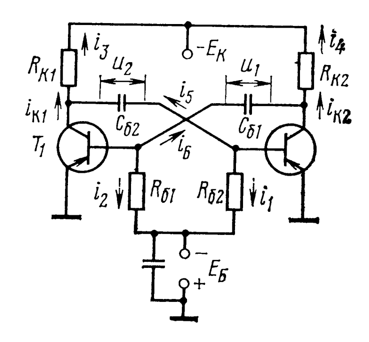


Рис. 10.76. Транзисторный мультивибратор

ма отличается от ламповой только тем, что на базы подаются постоянные отпирающие напряжения $-E_Б$. В результате электрических флуктуаций в некоторый момент времени нарушается электрическое равновесие, например немного увеличивается коллекторный ток транзистора T_1. Тогда возрастет падение напряжения на резисторе $R_{к1}$, напряжение на коллекторе транзистора T_1 уменьшится и конденсатор $C_{б2}$ начнет разряжаться через транзистор и резистор $R_{б2}$, увеличивая смещение на базе транзистора T_2 в сторону запирания. Коллекторный ток транзистора T_2 уменьшится, вследствие чего возрастет напряжение на его коллекторе и конденсатор $C_{б1}$ станет заряжаться через резистор $R_{б1}$, изменяя напряжение на базе T_1 в сторону отпирания. Произойдет лавинообразный процесс нарастания тока транзистора T_1 и запирания транзистора T_2 из-за наличия в схеме положительной ОС.

Эта стадия процесса заканчивается тем, что конденсатор $C_{б2}$ разрядится через открытый транзистор T_1. Тогда прекратится его ток через резистор $R_{б2}$, вследствие чего уменьшится запирающее напряжение на базе транзистора T_2. Ток его начнет возрастать, и произойдет «опрокидывание» схемы.

Несмотря на то, что процессы в ламповом и транзисторном мультивибраторах аналогичны, полного совпаде-

ния в их протекании нет. Транзисторы открываются практически при нулевом напряжении на базе, и моменты их отпирания зависят от многих случайных факторов, поэтому стабильность длительности генерируемых импульсов и частоты их повторения получается небольшой. Чтобы получить необходимую стабильность, практические схемы видоизменяют так, чтобы напряжение на базах при запирании транзисторов изменялось с переменой знака. Для этого в цепь баз ставят источник смещения $E_Б$.

Хорошие результаты при создании мультивибраторов, работающих на очень низких частотах (порядка единиц герц), дает использование полевых транзисторов благодаря их большим входным сопротивлениям.

Не менее широкое распространение в схемах импульсных радиоустройств имеет б л о к и н г - г е н е р а т о р, позволяющий получать чрезвычайно короткие и мощные импульсы, длительность и частота повторения которых могут изменяться сравнительно просто и в широких пределах.

На рис. 10.77 изображена одна из возможных схем блокинг-генераторов. В

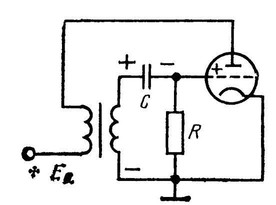


Рис. 10.77. Схема блокинг-генератора

анодную цепь лампы включена первичная обмотка трансформатора со стальным или магнитодиэлектрическим сердечником; его вторичная обмотка подключена к сетке лампы через цепь автоматического смещения, состоящую из конденсатора C и резистора R. Обмотки трансформатора включены так, что при увеличении анодного тока на конце вторичной обмотки, соединенной с сеткой, возрастает положительный потенциал. Таким образом, между анодной и сеточной цепями существует сильная положительная ОС.

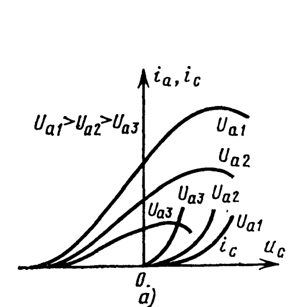
Рассмотрим процесс возникновения колебаний в схеме. При подключении схемы к источнику питания в анодной цепи возникает ток. Увеличение его приводит к появлению на верхнем конце вторичной обмотки трансформатора положительного потенциала. Этот положительный потенциал передается через конденсатор C на сетку лампы (положительные заряды на левой обкладке конденсатора притянут на его правую обкладку отрицательные заряды, которые перейдут туда с сетки). На сетке окажется избыток положительных зарядов, что вызовет дальнейшее увеличение анодного тока, а это, в свою очередь, еще больше увеличит положительный потенциал сетки и т. д. Так возникнет лавинообразное нарастание анодного тока, которое обычно длится сотые доли микросекунды.

Развитие этого процесса прекращается в результате того, что увеличение положительного потенциала сетки u_c приводит к перераспределению электронного потока в лампе: все большая и большая его часть начинает поступать на сетку и меньшая — на анод, вследствие чего крутизна лампы уменьшается (рис. 10.78, *а*). В некоторых случаях сеточный ток может даже превысить анодный. Он будет заряжать конденсатор C во время нарастания анодного тока и в течение небольшого отрезка времени после прекращения его увеличения.

Прекращение нарастания анодного тока i_a приводит к исчезновению напряжения на вторичной обмотке трансформатора, поэтому напряжение сетки начинает убывать. Сначала это мало сказывается на анодном токе, поскольку рабочая точка лампы находится в области очень малой крутизны. Однако процесс разряда конденсатора протекает очень быстро из-за большого сеточного тока. Поэтому через короткий промежуток времени, исчисляемый обычно микросекундами, напряжение на сетке настолько уменьшается, что анодный ток начинает заметно убывать. Уменьшение анодного тока вызывает возникновение отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора, что способствует дальнейшему уменьшению анодного тока. Происходит лавинообразный процесс спада анодного тока, заканчивающийся запиранием лампы. Одновременно напряжение на управляющей сетке от положительных значений быстро переходит к отрицательным за счет большой амплитуды отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Резкое уменьшение анодного тока до нуля создает большой короткий импульс отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора. После его окончания начнется процесс

разряда конденсатора через обмотку трансформатора и большое сопротивление резистора R. На этой стадии процесса входное сопротивление запертой лампы очень велико (сеточных токов нет), и оно не шунтирует сопротивление резистора R, поэтому разряд имеет большую длительность и отрицательное напряжение на сетке лишь спустя относительно долгое время спадает до значения, при котором вновь появляется анодный ток в лампе и возникает новый кратковременный импульс.



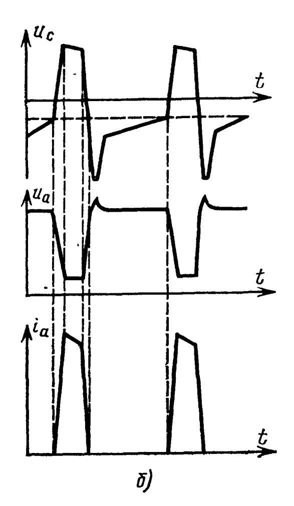


Рис. 10.78. Процессы в блокинг-генераторе:
а — характеристики анодного и сеточного токов триода; *б* — токи и напряжения в генераторе

Графики процессов, происходящих в схеме (рис. 10.78, *б*), показывают, что колебания в ней имеют вид положительных кратковременных импульсов сеточного напряжения $u_с$ и отрицательных импульсов анодного напряжения $u_а$. Длительность импульсов определяется в основном видом статических характеристик лампы, сеточными токами и емкостью конденсатора. Последний параметр легко поддается регулировке. Длительность же интервала между импульсами (т. е. частота их повторения) может при этом в широких пределах регулироваться изменением сопротивления резистора R. Такая регулировка позволяет раздельно изменять длительность импульсов и частоту их следования.

На рис. 10.79 приведена схема транзисторного блокинг-генератора, в котором используется импульсный трансформатор с тремя обмотками. Он дает возможность получать на выходе напряжение, которое может в несколько раз превышать напряжение коллекторного источника.

Отличием данной схемы от ламповой является наличие резистора $R_к$ в коллекторной цепи, предназначенного для ограничения коллекторного тока, улучшения формы и стабильности генерируемых импульсов. В отличие от лампы, которая запирается при отрицательных напряжениях на сетке, транзистор запирается при нулевом напряжении на базе. Это определяет необходимость подключения резистора для разряда конденсатора не к корпусу, а к источнику отпирающего напряжения. Инерционность транзисторов затрудняет получение очень коротких импульсов.

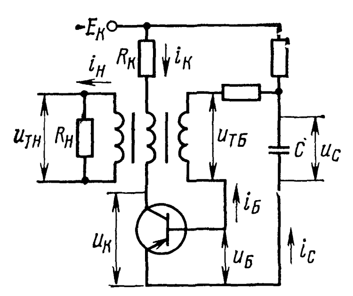


Рис. 10.79. Транзисторный блокинг-генератор

Глава одиннадцатая

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

11.1. ПОНЯТИЕ О ПРЕОБРАЗОВАНИИ КОЛЕБАНИЙ

В любом радиотехническом устройстве приходится встречаться с преобразованием электрических колебаний. Чтобы использовать высокочастотные колебания для передачи сигналов, необходимо каким-либо образом воздействовать на них, передавая их в виде раздельных посылок определенной длительности либо изменяя их амплитуду, фазу или частоту в соответствии с передаваемым сигналом. При приеме этих колебаний необходимо на основании изменения одного из параметров высокочастотных колебаний или длительности посылок восстановить передаваемый сигнал. Происходящие при этом процессы изменения формы, частоты или фазы будем в дальнейшем называть *преобразованием колебаний*.

Виды преобразований и типовые схемы преобразователей электрических колебаний чрезвычайно многочисленны и разнообразны. Мы рассмотрим здесь лишь наиболее важные и распространенные из них. Все виды преобразований можно разделить на два основных типа: *линейные* и *нелинейные*, Первые, осуществляемые в линейных цепях, подчиняющихся закону Ома, могут приводить только к изменениям амплитудных и фазовых соотношений в спектре сложного сигнала. В нелинейных цепях происходят более сложные преобразования, приводящие к изменению самого состава спектра сигнала, т. е. появлению на выходе таких составляющих, которых не было во входном сигнале. К линейным относятся цепи, параметры которых не зависят от действующих в них токов и напряжений. В нелинейных же цепях изменение токов и напряжений приводит к изменениям их активных и реактивных сопротивлений, вследствие чего напряжения и токи оказываются не пропорциональными один другому, а связанными более сложными зависимостями.

Одно и то же устройство часто может играть роль как линейного, так и нелинейного элемента в зависимости от способа его использования. Например, если использовать лампу на участке *АБ* ее характеристики, идеализированной в виде ломаной линии (рис. 11.1),

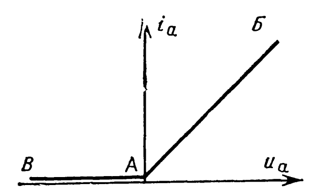


Рис. 11.1. Области использования лампы в качестве линейного и нелинейного элемента

то она будет вести себя как линейный элемент. Если же использовать ее на участке *ВБ*, то лампа ведет себя как нелинейный элемент и с ее помощью можно осуществлять преобразования колебаний.

Ознакомимся сначала с одним из важнейших видов преобразований высокочастотных колебаний — *модуляцией*. Для передачи звуковых сигналов по радио один из параметров высокочастотных колебаний — амплитуду, частоту или фазу — изменяют в соответствии с передаваемым сигналом. Этот процесс называют соответственно *амплитудной*, *частотной* или *фазовой* модуляцией. Наиболее проста и распространена амплитудная модуляция.

11.2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Предположим, что нужно передать простой звуковой сигнал одного тона (частоты) и постоянной амплитуды. Для этого прежде всего необходимо превратить акустические (звуковые) колебания в электрические. Задача эта обычно решается с помощью микрофона. Полученное от микрофона переменное напряжение непосредственно или после усиления подают на модулятор. Это напряжение (рис. 11.2, *а*) подчиняется закону

$$u_{зв} = U_{зв} \sin \Omega t, \tag{11.1}$$

где Ω — частота звукового сигнала.

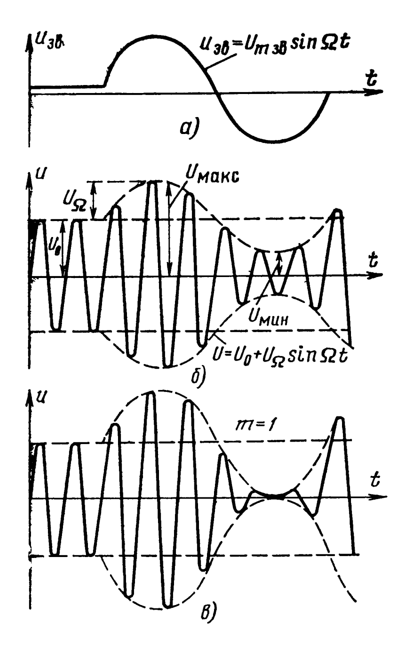


Рис. 11.2. Амплитудно-модулированные колебания:
а — модулирующее напряжение; *б* — модулированные колебания при $m<1$; *в* — модулированные колебания при $m=1$

При **амплитудной модуляции** (АМ) амплитуда высокочастотных колебаний должна изменяться в соответствии с этим законом (рис. 11.2, *б*), т. е. убывать при отрицательном полупериоде напряжения сигнала и возрастать при положительном:

$$U = U_0 + U_\Omega \sin\Omega t, \qquad (11.2)$$

где U — мгновенное значение амплитуды высокочастотных колебаний; U_0 — амплитуда высокочастотных колебаний при отсутствии модуляции, т. е. когда звуковой сигнал, воздействующий на микрофон, не поступает, и U_Ω — максимальное отклонение амплитуды колебаний от значения U_0 при воздействии звукового сигнала на микрофон.

Это выражение часто записывают в виде

$$U = U_0\left(1 + \frac{U_\Omega}{U_0}\sin\Omega t\right). \qquad (11.3)$$

Относительное максимальное изменение амплитуды высокочастотных колебаний называют **коэффициентом** (глубиной) **модуляции**:

$$U_\Omega/U_0 = m. \qquad (11.4)$$

Его часто выражают в процентах: $U_\Omega/U_0\cdot 100\% = m$ или [%]. Амплитуда колебаний U имеет максимальное значение при $\sin\Omega t = 1$:

$$U_{макс} = (1+m)\,U_0; \qquad (11.5)$$

минимальное значение при $\sin\Omega t = -1$:

$$U_{мин} = U_0(1-m). \qquad (11.6)$$

Из суммы равенств (11.5) и (11.6) получаем

$$U_0 = \frac{1}{2}(U_{макс}+U_{мин}), \qquad (11.7)$$

а из разности

$$m = \frac{U_{макс}-U_{мин}}{2U_0}. \qquad (11.8)$$

Из равенств (11.8) и (11.7) следует, что

$$m = \frac{U_{макс}-U_{мин}}{U_{макс}+U_{мин}}. \qquad (11.9)$$

Очевидно, что наибольший коэффициент модуляции будет в том случае, когда амплитуда колебаний изменяется от $U_{мин}=0$ до $U_{макс}=2U_0$; при этом, как следует из выражения (11.9), $m=1$ (или $m=100\%$). График колебаний для этого случая изображен на рис. 11.2, *в*.

Уравнение высокочастотных колебаний, модулированных по амплитуде, можно записать в виде

$$u = U\sin\omega t = U_0(1+m\sin\Omega t)\sin\omega t, \qquad (11.10)$$

где ω — частота высокочастотных колебаний.

Раскрыв скобки, получим

$$u = U_0\sin\omega t + U_0 m\sin\Omega t\sin\omega t. \qquad (11.11)$$

Так как $\sin\alpha\cdot\sin\beta = 1/2[\cos(\alpha-\beta) - \cos(\alpha+\beta)]$, то уравнение АМ колебаний может быть представлено в виде

$$u = U_0\sin\omega t + \frac{U_0 m}{2}\cos(\omega-\Omega)t - \frac{U_0 m}{2}\cos(\omega+\Omega)t. \qquad (11.12)$$

Следовательно, АМ колебания представляют собой результат сложения трех высокочастотных колебаний. Наибольшей амплитудой обладают колеба-

ния с частотой ω, которую принято называть **несущей частотой**. Две другие составляющие имеют одинаковые амплитуды, не превышающие половины амплитуды колебаний несущей частоты, и частоты, лежащие ниже и выше несущей частоты и отличающиеся от нее на значение, равное частоте модулирующего сигнала. Эти частоты принято называть соответственно нижней и верхней **боковыми частотами**.

То, что простые АМ колебания состоят из трех высокочастотных колебаний с постоянными амплитудами, можно также показать графически. Колебания боковых частот создают биения — колебания с несущей частотой и огибающей амплитуд, изменяющейся с разностной частотой 2Ω. Колебания складываются с колебаниями несущей частоты, имеющими постоянную амплитуду. При нарастании и спадании амплитуды колебаний биений они сначала увеличивают амплитуду общего суммарного колебания, а при изменении фазы на 180° (это происходит после перехода амплитуды колебаний биений через нуль) уменьшают амплитуду общего колебания (рис. 11.3, *а*).

Этот процесс можно изобразить также в векторной форме (рис. 11.3, *б*). Если вектор колебаний несущей частоты в начальный момент времени $t=0$ занимает вертикальное положение, то согласно выражению (11.12), которое можно переписать в виде

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \sin[(\omega - \Omega)t - 90°] + \frac{U_0 m}{2} \sin[(\omega + \Omega)t + 90°], \tag{11.13}$$

вектор колебания нижней боковой частоты изобразится горизонтальным вектором, направленным вправо, а вектор колебаний верхней боковой частоты таким же вектором, направленным влево.

Поскольку вектор колебания верхней боковой частоты вращается против часовой стрелки с частотой $\omega+\Omega$, а вектор колебания несущей частоты совершает такое же движение с частотой ω, то вектор колебания верхней боковой частоты будет вращаться относительно последнего против часовой стрелки с угловой скоростью $+\Omega$. Вектор же колебания нижней боковой частоты по той же причине будет вращаться относительно вектора колебания несущей частоты с постоянной угловой скоростью $-\Omega$, т. е. по часовой стрелке. По диаграммам на рис. 11.3 нетрудно проследить, что вектор, равный сумме векторов колебаний боковых частот, в любой момент времени направлен вдоль вектора колебания несущей частоты, то уменьшая, то увеличивая его длину.

Для качественного воспроизведения человеческой речи необходимо передавать полосу звуковых частот от 100 до

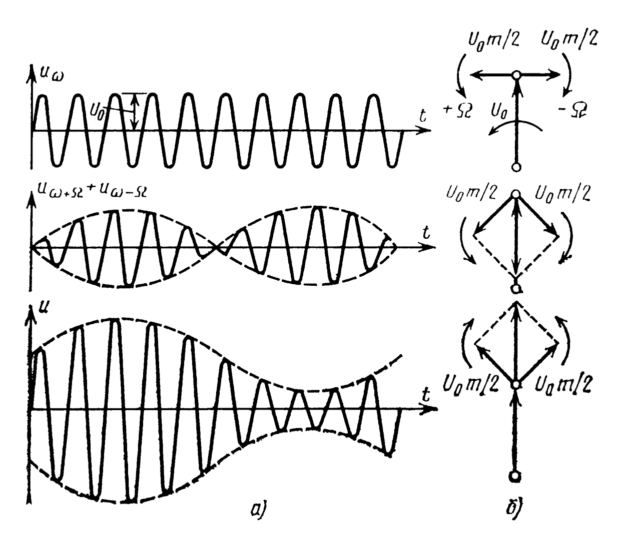


Рис. 11.3. Составляющие АМ колебаний и их векторное изображение

3400 Гц, а музыки — от 50 до 10 000 Гц. Поэтому при передаче модулированных колебаний происходит излучение колебаний целого спектра высоких частот, границы которого определяются максимальной верхней и минимальной нижней боковыми частотами $f_0+F_{\text{макс}}$ и $f_0-F_{\text{макс}}$ (рис. 11.4). Следовательно, при АМ передатчик занимает полосу частот, ширина которой равна двум максимальным частотам модуляции $2F_{\text{макс}}$.

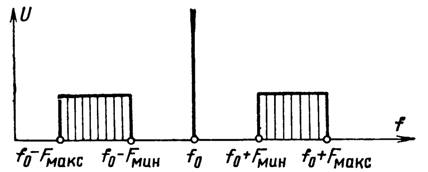


Рис. 11.4. Спектр АМ колебаний

Когда говорят, что радиостанция работает на частоте f, то имеют в виду ее несущую частоту f_0. Две радиостанции не могут работать без взаимных помех, если их несущие частоты различаются меньше, чем на сумму их максимальных частот модуляции. Поэтому несущие частоты радиовещательных станций некоторых диапазонов различаются не менее чем на 9 кГц.

Для неискаженной передачи и воспроизведения необходимо также, чтобы передатчик и приемник обладали достаточно широкой полосой пропускания, т. е. чтобы колебания боковых частот существенно не ослаблялись по сравнению с колебаниями несущей частоты. При этом очень важно, чтобы контуры были возможно точнее настроены на несущую частоту. В случае их неточной настройки колебания одной из боковых частот окажутся ослабленными больше, чем колебания другой боковой частоты, и сигнал будет сильно искажен. Такие искажения, например, имеют место при плохой настройке приемника.

Дальность передачи при АМ определяется интенсивностью колебаний боковых частот, несущих информацию, амплитуда которых всегда меньше амплитуды колебаний несущей частоты. Из выражения (11.12) видно, что амплитуда колебаний боковых частот пропорциональна коэффициенту модуляции и, следовательно, дальность передачи будет тем больше, чем больше глубина модуляции передатчика.

Амплитудно-модулированные колебания можно получить при одновременном воздействии высоко- и низкочастотных колебаний на вход резонансного лампового усилителя (рис. 11.5), если рабочая точка лампы выбрана на криволинейном участке ее анодно-сеточной характеристики. В этой схеме, на-

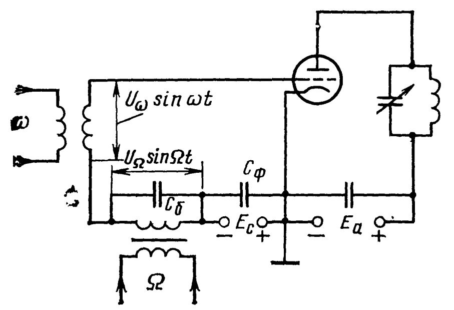


Рис. 11.5. Схема генератора с сеточной модуляцией смещением

зываемой схемой **сеточной модуляции**, напряжения высокой и низкой частот подаются в цепь сетки лампы со вторичных обмоток трансформаторов, к первичным обмоткам которых подводятся соответственно колебания от генератора незатухающих колебаний высокой частоты и от усилителя низкой частоты. Кроме того, в цепь сетки включен источник постоянного напряжения смещения E_c.

Поскольку для токов высокой частоты вторичная обмотка трансформатора низкой частоты, имеющего стальной сердечник, обладает очень большим сопротивлением, ее блокируют конденсатором $C_б$. Емкость этого конденсатора должна быть такой, чтобы он представлял малое сопротивление для токов высокой и большое для токов низкой частоты. Так как эти частоты различаются в тысячи раз, то это обычно удается выполнить. Чтобы токи высокой и низкой частоты не проходили через источник напряжения смещения и не создавали на нем падения напряжения, его также блокируют конденсатором $C_ф$ большой емкости.

Изобразим графики процессов, протекающих в схеме, для чего под статическими характеристиками лампы проведем ось времени и построим зависимость суммарного напряжения, действующего в цепи сетки от времени: $u_c=-E_c+U_\omega\sin\omega t+U_\Omega\sin\Omega t$. Рассмотрим сначала случай, когда используется только линейный участок статической характеристики лампы. Как нетрудно видеть из графиков (рис. 11.6, *а*), в этом случае анодный ток

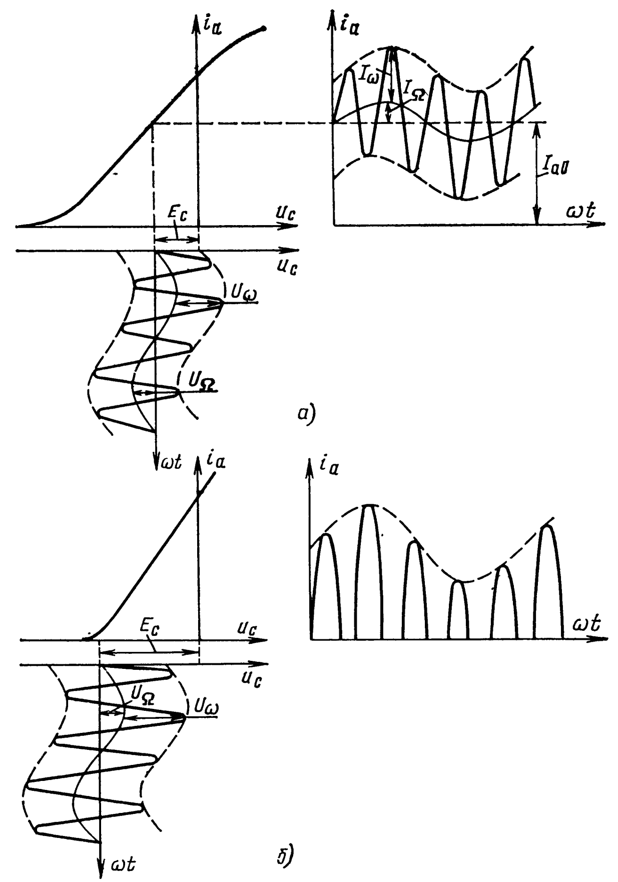


Рис. 11.6. Выбор режима работы лампы при сеточной модуляции смещением:
а — при работе на линейном участке характеристики модуляции не происходит; *б* — модуляция осуществляется при работе на нелинейном участке

представляет собой простую сумму постоянного тока I_{a0}, тока звуковой частоты с амплитудой I_Ω и тока высокой частоты с постоянной амплитудой I_ω, который, проходя через резонансный контур, включенный в анодную цепь лампы (см. рис. 11.5), создает на нем падение напряжения с неизменной амплитудой. При этом никакой модуляции не происходит.

Если используется нелинейный участок статической характеристики (рис. 11.6, *б*), то анодный ток представляет собой периодическую последовательность высокочастотных импульсов, огибающая амплитуды которых изменяется в соответствии с передаваемым сигналом низкой частоты. Очевидно, что чем больше импульсы тока, тем больше амплитуда колебаний, возбуждаемых ими в контуре. Поэтому в контуре создаются высокочастотные колебания, амплитуда которых изменяется в соответствии с передаваемым сигналом, т. е. колебания, модулированные по амплитуде. Это можно объяснить также следующим образом. При изменении амплитуды импульсов пропорционально ей изменяются амплитуды всех гармоник и, следовательно, напряжение на контуре, настроенного на ту или иную гармонику.

Аналогично осуществляется базовая модуляция смещением в транзисторных генераторах. Все основные свойства и показатели при данном

виде работы подобны тем, которые имеют место в ламповых генераторах. В связи со значительными нелинейными искажениями и низким КПД данный вид модуляции не получил широкого практического применения.

Амплитудная модуляция может осуществляться изменением любого из питающих напряжений резонансного усилителя, если при этом используется нелинейный участок характеристики лампы. В схеме анодной модуляции (рис. 11.7, *а*) изменяется анодное напряжение за счет напряжения, снимаемого со вторичной обмотки модуляционного трансформатора, включенной последовательно с источником постоянного анодного напряжения E_a (питание анодной цепи лампы осуществляется по параллельной схеме). Изменение амплитуды импульсов анодного тока, а следовательно, и их гармоник происходит при изменении анодного напряжения по двум причинам: уменьшение анодного напряжения вызывает перераспределение тока в лампе, в которой при положительных сеточных напряжениях за счет роста сеточного тока уменьшается анодный ток; рост сеточного тока, в свою очередь, приводит к увеличению напряжения смещения, создаваемого цепью автоматического смещения, в результате чего уменьшается максимальное напряжение на сетке (рис. 11.7, *б*).

Схема анодной модуляции позволяет получить более глубокую неискаженную модуляцию и более высокий КПД, чем схема сеточной модуляции, но она требует во много раз большей мощности модулирующих низкочастотных колебаний. Поэтому на практике можно встретить как ту, так и другую схемы модуляции.

В схеме анодной модуляции нельзя применять тетрод из-за динатронного эффекта в цепи его экранирующей сетки в моменты большого снижения анодного напряжения. Поэтому при использовании тетрода обычно применяется комбинированная схема анодно-экранной модуляции, в которой одновременно и синфазно изменяются анодное напряжение и напряжение экранирующей сетки. При этом уменьшение анодного напряжения сопровождается пропорциональным уменьшением напряжения экранирующей сетки, поэтому динатронный эффект не возникает.

На рис. 11.8 приведена схема анодно-экранной модуляции. Здесь экранирующая сетка тетрода питается от источника анодного напряжения через резистор $R_э$, проходя по которому ток экранирующей сетки создает на нем падение напряжения. В результате на экранирующую сетку тетрода подается только часть модулирующего напряжения, действующего в анодной цепи. Одновременное снижение анодного напряжения и напряжения экранирующей сетки приводит к перераспределению токов в лампе: анодный ток и ток экранирующей сетки уменьшаются, а ток управляющей сетки увеличивается. Увеличение тока управляющей сетки приводит к увеличению напряжения на цепи автоматического смещения, что, в свою очередь, способствует уменьшению анодного тока. Схе-

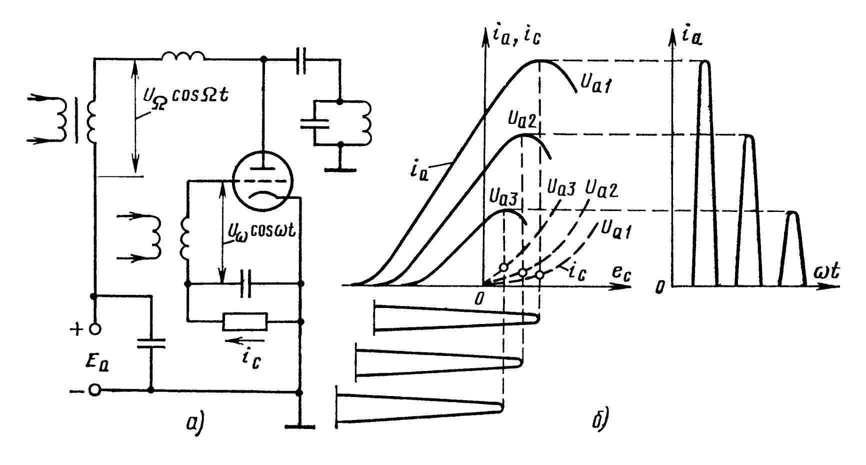


Рис. 11.7. Анодная модуляция:
а — схема; *б* — токи и напряжения при модуляции

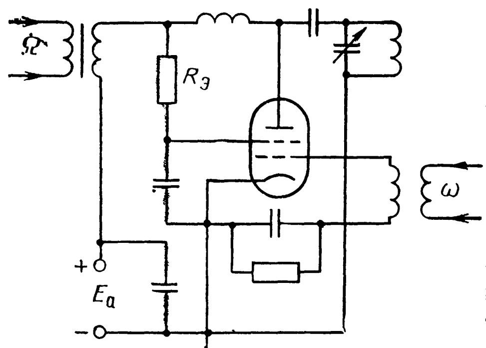


Рис. 11.8. Схема анодно-экранной модуляции

ма анодно-экранной модуляции на тетроде позволяет получать глубокую неискаженную модуляцию.

Аналогично анодной модуляции в транзисторных генераторах осуществляется **коллекторная модуляция**. Она также характеризуется высоким КПД, но требует значительных мощностей от модулятора и возбудителя. Для повышения линейности модуляции и уменьшения мощности возбудителя чаще всего используют одновременную синфазную коллекторную модуляцию в оконечном и предоконечном каскадах (рис. 11.9). Тогда при уменьшении напряжения на коллекторе выходного каскада одновременно уменьшается напряжение возбуждения, и базовый ток возрастает в меньшей степени, чем при простой коллекторной модуляции. Одновременно уменьшается требуемая мощность возбуждения и улучшается линейность модуляции. Для получения достаточного КПД мощного модулятора, требуемого при анодной и коллекторной модуляции, модуляторы выполняют в виде двухтактных усилителей низкой частоты, работающих в режиме класса B.

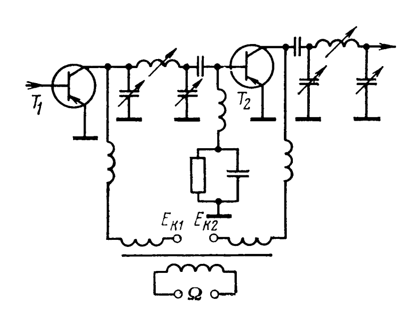


Рис. 11.9. Коллекторная модуляция в двух каскадах

При использовании пентодов широко применяется модуляция изменением напряжения защитной сетки (рис. 11.10). Обычно в цепь этой сетки подается небольшое положительное напряжение. Если это напряжение уменьшать или подавать отрицательное напряжение, то поле защитной сетки уменьшает ускоряющее поле анода и электронный поток перераспределяется в пользу экранирующей и управляющей сеток, за счет чего анодный ток уменьшается. В схеме используется цепь автоматического смещения, создающая увеличивающееся смещение на управляющей сетке пентода (как и в схеме анодной модуляции). Благодаря тому, что напряжение защитной сетки в течение почти всего периода модулирующего напряжения имеет отрицательные значения, ток в ее цепи мал. Поэтому в этой схеме для модуляции требуется незначительная мощность модулирующих колебаний. Для получения 100%-ной модуляции необходимо в цепь защитной сетки подавать такое отрицательное напряжение, которое полностью нейтрализовало бы положительное поле анода, так как только при этом анодный ток полностью прекращается. Из-за того, что защитная сетка ближе к катоду, чем анод, она влияет на анодный ток обычно в 5—8 раз сильнее анода. Схема модуляции на защитную сетку тоже позволяет получить глубокую неискаженную модуляцию. Ее недостатки — относительно большая амплитуда модулирующего напряжения и увеличенная мощность возбуждения из-за значительных токов в цепи управляющей сетки лампы.

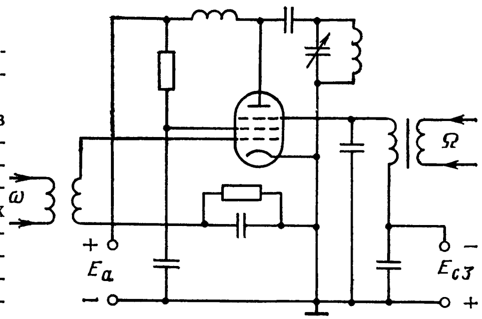


Рис. 11.10. Схема модуляции на защитную сетку

11.3. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИИ

Амплитудной модуляции свойственны следующие существенные недостатки: приему АМ сигналов сильно мешают индустриальные и атмосферные помехи; в процессе модуляции лампа используется по мощности полностью только при подаче максимального мгновенного модулирующего напряжения, а во все остальное время она недоиспользуется. Эти недостатки в значительной мере устраняются при частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляциях. Поскольку амплитуда высокочастотных колебаний при этих видах модуляции остается неизменной, лампу можно все время использовать по мощности полностью. Постоянство амплитуды передаваемого сигнала позволяет срезать в приемном устройстве накладывающиеся на полезный сигнал помехи без искажения модуляции.

При ФМ фаза колебаний изменяется в зависимости от передаваемого звукового сигнала:

$$\varphi = \omega t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0, \tag{11.14}$$

где $\Delta\varphi$ — максимальное отклонение фазы колебаний от значения $\omega t+\varphi_0$, называемое *индексом модуляции* и обозначаемое буквой β. При этом индекс модуляции прямо пропорционален силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего напряжения): $\Delta\varphi = kU_\Omega$, где k — коэффициент пропорциональности. Уравнение ФМ колебаний имеет следующий вид:

$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0). \tag{11.15}$$

При ЧМ частота изменяется в соответствии с законом изменения передаваемого звукового сигнала:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t, \tag{11.16}$$

где $\Delta\omega$ — максимальное значение отклонения частоты от ее среднего значения, называемое *девиацией частоты*. При этом девиация частоты пропорциональна силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего напряжения): $\Delta\omega = kU_\Omega$. График изменения ЧМ колебаний во времени изображен на рис. 11.11.

Рассмотрим связь между ФМ и ЧМ сигналами. Круговая частота колебаний равна изменению фазового угла φ за единицу времени, т. е. представляет собой скорость изменения фазы колебаний. Если круговая частота изменяется, то следует говорить о ее мгновенном значении. Поскольку фаза колебаний при ФМ изменяется по закону (11.14), т. е. складывается из трех составляющих:

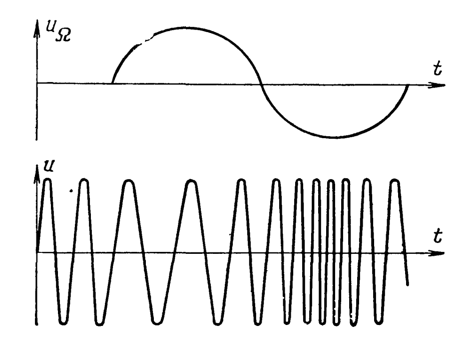


Рис. 11.11. Частотно-модулированные колебания

одной, изменяющейся с постоянной скоростью ω_0, другой, изменяющейся по синусоидальному закону, и третьей — постоянной составляющей φ_0, то угловая частота, т. е. скорость изменения фазы, также складывается из скоростей, с которыми изменяются все три ее составляющие. При синусоидальных колебаниях $u = U_0 \sin \omega t$ мгновенная скорость их изменения определяется выражением $\omega U_0 \cos \omega t$ (см. гл. 1). Поэтому скорость изменения второй составляющей фазы равна $\Omega\Delta\varphi \cos \Omega t$. Так как скорость изменения первой составляющей ω_0 постоянна, а для третьей составляющей равна нулю, то общая скорость изменения фазы, т. е. угловая частота,

$$\omega = \omega_0 + \Omega\Delta\varphi \cos \Omega t. \tag{11.17}$$

Сравнивая это выражение с (11.16) для частоты ЧМ колебаний, нетрудно видеть, что по форме они совершенно идентичны и, следовательно, при ФМ одновременно возникает ЧМ и наоборот.

Девиация частоты при ФМ

$$\Delta\omega = \Omega\Delta\varphi. \tag{11.18}$$

Поскольку $\Delta\varphi$ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала, то девиация частоты получается пропорциональной не только силе звука, но и его частоте, т. е. при ФМ высокие звуковые частоты создают бо́льшую девиацию частоты, чем низкие. Очевидно, что при ЧМ наблюдается обратная картина: индекс возникающей ФМ обратно

пропорционален частоте модулирующего сигнала:

$$\Delta\varphi = \Delta\omega/\Omega = \beta, \qquad (11.19)$$

т. е. более низкие звуковые частоты создают более глубокую модуляцию, чем высокие. Все сказанное указывает на возможность преобразования одного вида колебаний в другой.

Теоретическое исследование ЧМ и ФМ колебаний показывает, что они могут быть представлены в виде бесконечной суммы гармонических (синусоидальных) колебаний, частоты которых отличаются на частоту модулирующего сигнала:

$$u = U_0(\beta)\sin\omega_0 t + U_1(\beta)[\sin(\omega_0 + \Omega)t - \sin(\omega_0 - \Omega)t] + U_2(\beta)[\sin(\omega_0 + 2\Omega)t + \sin(\omega_0 - 2\Omega)t] + \ldots + U_n(\beta)[\sin(\omega_0 + n\Omega)t + (-1)^n\sin(\omega_0 - n\Omega)t] + \ldots \qquad (11.20)$$

Иными словами, в случае ЧМ и ФМ возникает бесконечный спектр боковых частот.

Казалось бы, что передача и прием таких колебаний невозможны. Однако, как показывает анализ, амплитуды боковых частот довольно быстро убывают с увеличением их номера, причем тем быстрее, чем меньше индекс модуляции. Оказывается, что колебания всех боковых частот, номера которых больше индекса модуляции, выраженного в радианах, имеют амплитуды менее 10—15% от амплитуды колебаний несущей частоты и содержат не более 1—2% всей энергии. Поэтому практически с ними можно не считаться.

При индексе модуляции $\beta \leqslant 1$ колебания всех боковых частот с номером выше единицы оказываются столь слабыми, что можно считать их отсутствующими. В этом случае, как видно из выражения (11.20), практически в спектр входят несущая частота и две боковых, т. е. то же, что и при амплитудной модуляции. Такую частотную (или фазовую) модуляцию называют узкополосной.

Однако помехи оказывают меньшее влияние на прием сигналов, у которых $\beta \gg 1$. У них номер последней боковой частоты, которую требуется использовать,

$$n = \beta = \Delta\omega/\Omega. \qquad (11.21)$$

В этом случае ширина спектра

$$2\,\Delta\omega_{макс} = 2\,n\,\Omega = 2\,\Delta\omega, \qquad (11.22)$$

т. е. при широкополосной частотной модуляции, когда $\beta \gg 1$, ширина используемого спектра колебаний равна удвоенной девиации частоты.

Поскольку при этом виде модуляции девиация частоты обычно во много раз превышает частоту модулирующего сигнала, то ширина спектра получается большой. Последнее обстоятельство не позволяет использовать частотную модуляцию в диапазонах ДВ, СВ и КВ. Практически частотная модуляция применяется в передатчиках метрового диапазона и на более коротких волнах.

Частотную модуляцию часто осуществляют с помощью электронных ламп, которые благодаря специальному способу включения играют роль переменных реактивных сопротивлений, подключаемых параллельно колебательному контуру генератора с самовозбуждением (такие лампы называются «реактивными»). Если изменять их эквивалентное сопротивление по закону передаваемого сигнала низкой частоты, то резонансная частота контура, а следовательно, и частота генерируемых колебаний будут также изменяться соответственно модулирующему напряжению.

На рис. 11.12, *а* приведена одна из схем ЧМ с реактивной лампой. Лампа, обладающая малой проницаемостью (обычно берется пентод), подключается параллельно колебательному контуру генератора. На ее аноде действует переменное напряжение подключенного контура. Лампа играет роль реактивного сопротивления, если протекающий через нее ток сдвинут относительно переменного анодного напряжения на 90°. Для создания такого сдвига напряжение в цепь управляющей сетки лампы подают с контура через фазосдвигающую цепочку, состоящую из конденсатора C и резистора R. Параметры этой цепочки выбираются так, чтобы она в минимальной степени шунтировала колебательный контур, а реактивное сопротивление конденсатора было бы во много раз больше активного сопротивления резистора, т. е.

$$1/\omega C \gg R. \qquad (11.23)$$

Блокировочные конденсаторы $C_б$, имеющиеся в схеме, должны обладать столь малым сопротивлением для токов высокой частоты, что их можно считать для них практически коротким замыканием.

Если вектор напряжения на контуре $U_к = U_а$ в некоторый момент времени занимает вертикальное положение (рис. 11.12, *б*), то вектор тока I в цепочке

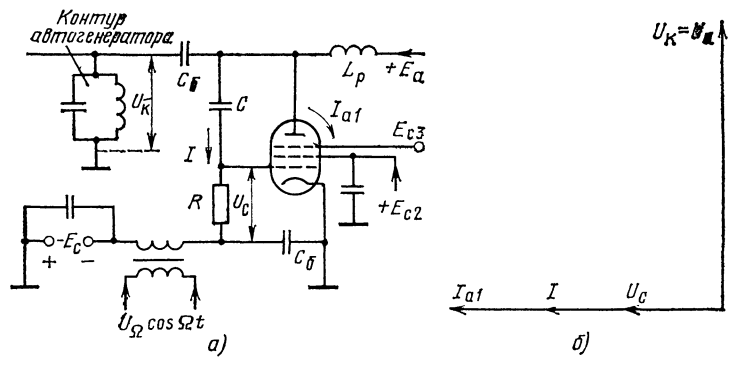


Рис. 11.12. Частотная модуляция с помощью реактивной лампы: *а* — схема; *б* — векторная диаграмма

RC, имеющей сопротивление емкостного характера, опережает вектор $U_а$ на 90° и, следовательно, расположен горизонтально. Этот ток равен

$$I = \frac{U_а}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \approx U_а \omega C. \qquad (11.24)$$

Он создает на резисторе R напряжение

$$U_с = IR = U_а \omega CR, \qquad (11.25)$$

совпадающее по фазе с током I и являющееся переменным напряжением, действующим в сеточной цепи лампы.

Благодаря тому, что лампа обладает очень малой проницаемостью, ее анодный ток определяется практически только сеточным напряжением. Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I_{a1} = S_{ср} U_с = U_а \omega CRS_{ср}, \qquad (11.26)$$

где $S_{ср}$ — средняя крутизна лампы. Вектор первой гармоники анодного тока имеет то же направление, что и вектор напряжения на сетке.

Векторная диаграмма показывает, что первая гармоника анодного тока лампы опережает на 90° анодное напряжение, иными словами, лампа ведет себя аналогично обычному конденсатору. Ее эквивалентное сопротивление

$$X_э = \frac{U_а}{I_{a1}} = \frac{1}{\omega C_э} = \frac{1}{\omega CRS_{ср}}, \qquad (11.27)$$

откуда емкость конденсатора, эквивалентного лампе,

$$C_э = S_{ср} CR. \qquad (11.28)$$

При модуляции необходимо изменять емкость, подключенную параллельно контуру генератора. Для этого меняют среднюю крутизну лампы путем изменения напряжения смещения (при использовании лампы на линейном участке ее статических характеристик крутизна остается неизменной и модуляция оказывается невозможной). Чтобы избежать искажений при модуляции, нужно выбрать такой криволинейный участок статической характеристики лампы (рис. 11.13), при использовании которого изменение крутизны лампы пропорционально изменению напряжения на управляющей сетке. Для изменения смещения по закону звукового сигнала в цепь управляющей сетки лампы последовательно с постоянным источником смещения включена вторичная обмотка трансформатора, к первичной обмотке

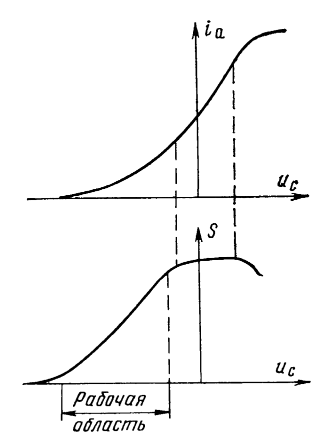
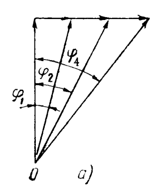


Рис. 11.13. Рабочая область характеристик реактивной лампы

которого подводится напряжение сигнала. Используются и другие схемы включения реактивных ламп, но принцип их действия в общем не отличается от описанного выше.

Фазомодулированные колебания принципиально возможно получить сложением двух высокочастотных колебаний, сдвинутых по фазе на 90°, одно из которых промодулировано по амплитуде (рис. 11.14, *а*). При этом фаза результирующего вектора изменяется в зависимости от амплитуды колебания, модулированного по амплитуде.



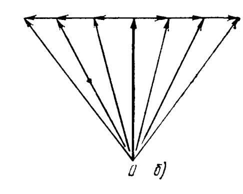


Рис. 11.14. Получение фазомодулированных колебаний:
а — сложением высокочастотного колебания с АМ колебанием; *б* — сложением высокочастотных колебаний с колебаниями биений боковых АМ колебаний

Однако большое отклонение фазы таким образом получить не удается, так как при этом резко нарушается пропорциональность между фазой результирующего напряжения и амплитудой модулированного напряжения. Изменение фазы можно получить также при сложении колебаний с постоянной амплитудой и колебаний, сдвинутых по фазе на 90° и с изменяющейся амплитудой, если последняя при переходе через нуль будет изменять свою фазу на 180°. Результат сложения векторов в этом случае показан на рис. 11.14, *б*.

С колебаниями такого типа мы встречались при анализе состава АМ колебаний: это колебания, получаемые при биении двух колебаний с боковыми частотами. Каким же образом можно выделить в чистом виде колебания биений? Очевидно, что для этого достаточно уничтожить в составе АМ сигнала колебания несущей частоты. Последнего можно добиться, если, например, составить схему из двух генераторов с сеточной модуляцией, модулируемых в противофазе и работающих на общую нагрузку. Такая схема (рис. 11.15) носит название б а л а н с н о й, так как в ней модулирующее напряжение подается от трансформатора Tp_2 в цепь сеток ламп и лампы попеременно запираются и отпираются. Напряжение высокой частоты с помощью трансформатора Tp_1 через блокировочные конденсаторы малой емкости подается на сетки ламп в одинаковой фазе. Поэтому если уравнение для анодного тока модулированных колебаний одной из ламп будет выражаться **зависимостью** $i_{a1}=I_a(1-m\sin\Omega t)\sin\omega t$, то для второй лампы — зависимостью $i_{a2}=I_a(1+m\sin\Omega t)\sin\omega t$. Оба эти тока протекают по общей нагрузке в противоположных направлениях, следовательно, напряжения, создаваемые ими на контуре, вычитаются

$$u_к=(i_{a1}-i_{a2})R_э=2I_aR_эm\sin\Omega t\times\sin\omega t. \quad (11.29)$$

Полученное напряжение представляет собой колебания биений, создаваемых боковыми частотами [см. формулу (11.11)].

В передатчике, в котором ФМ осуществляется с помощью балансного модулятора (рис. 11.16), колебания с вы-

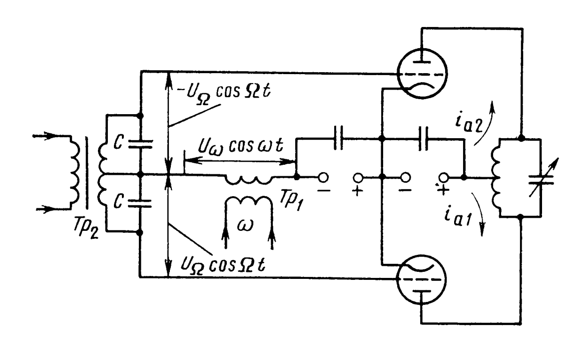


Рис. 11.15. Схема балансного модулятора

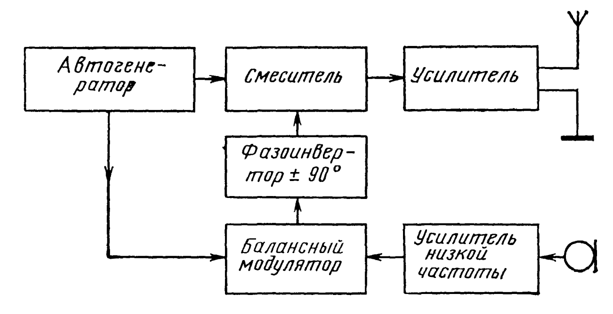


Рис. 11.16. Структурная схема передатчика с ФМ

хода последнего через фазосдвигающую схему (фазоинвертор), поворачивающую их фазу на 90°, подаются на смеситель — устройство, где происходит сложение их с колебаниями постоянной амплитуды, подаваемыми от генератора с самовозбуждением (автогенератора). С помощью такой схемы можно осуществлять и ЧМ. Для этого достаточно, чтобы коэффициент усиления усилителя низкой частоты был обратно пропорционален частоте.

При ФМ девиации частоты $\Delta\omega = k_1 \Omega U_\Omega$. Если амплитуда напряжения, снимаемого с усилителя, $U_\Omega = k_2 P_{зв}/\Omega$, где $P_{зв}$ — звуковое давление на микрофон, то $\Delta\omega = k_1 k_2 P_{зв}$, где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности. Следовательно, девиация частоты получается пропорциональной звуковому давлению и не зависит от частоты модуляции.

Метод получения ЧМ колебаний из фазомодулированных называют косвенным методом ЧМ. Его существенным преимуществом перед прямым методом модуляции является отсутствие непосредственного воздействия на генератор с самовозбуждением, что позволяет получить более высокую стабильность его средней частоты. Однако осуществление косвенного метода ЧМ связано со значительным усложнением схемы.

Отклонение частоты, получаемое с помощью реактивных ламп, невелико: обычно оно составляет десятые доли процента. Вместе с тем для ряда практических приложений необходимо иметь возможность перестраивать генераторы путем изменения напряжения в гораздо более широких пределах. В настоящее время эта задача решается несколькими способами. Наиболее просто электронная перестройка осуществляется с помощью ферритовых вариометров и полупроводниковых диодов.

Индуктивность катушек с намагничивающими сердечниками пропорциональна магнитной проницаемости сердечника μ. В режиме насыщения $\mu = \mu_{мин}$, а на линейном участке кривой намагничивания $\mu = \mu_{макс}$ (рис. 11.17).

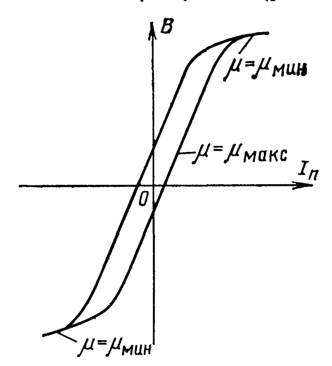


Рис. 11.17. Характеристика намагничивания ферромагнитного сердечника

На радиочастотах вплоть до сантиметровых волн широко используются магнитодиэлектрики, особенно ферриты. Обладая очень большой магнитной проницаемостью, достигающей нескольких сотен единиц, они имеют малую электрическую проводимость (в 10^{10}—10^{12} раз меньшую, чем металлы). Благодаря этому переменные магнитные поля практически не наводят в них вихревых токов и потери на нагрев сердечников катушек из феррита очень малы.

Если в контуре автогенератора, определяющем частоту, использовать катушку с ферритовым сердечником, снабженную дополнительной подмагничивающей обмоткой (рис. 11.18), то изменение тока $I_г$ в последней будет приводить к изменению индуктивности катушки L, а следовательно, и рабочей

частоты генератора. С помощью таких несложных схем удается изменять частоту генерируемых колебаний в несколько раз. Недостатком их является сильное влияние температуры на частоту и нелинейная зависимость ее от тока подмагничивания.

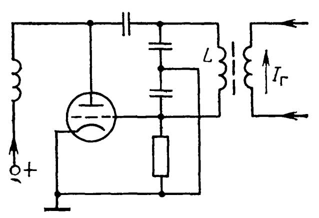


Рис. 11.18. Схема генератора, перестраиваемого путем подмагничивания ферритового сердечника контурной катушки

Меньшие пределы изменения частоты получаются в генераторах, параметры контуров которых изменяют, воздействуя на емкость p—n перехода полупроводниковых приборов, включаемых в контур. Известно, что емкость запертого p—n перехода может изменяться от действующего на нем напряжения в среднем от единиц до десятков пикофарад. Если присоединить параллельно контуру автогенератора полупроводниковый диод *Д*, запертый напряжением постоянного источника *E* (рис. 11.19), то с помощью включенного последовательно с ним источника переменной ЭДС можно менять частоту генерируемых колебаний. В такой схеме удается изменять частоту на десятки процентов. Недостатком этого способа является нелинейность и сильная зависимость от температуры, что необходимо учитывать при использовании этого очень простого способа частотной модуляции.

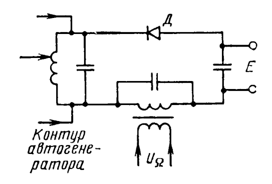


Рис. 11.19. Электронная перестройка генератора изменением емкости p—n перехода полупроводникового диода

11.4. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Предположим, что при излучении АМ сигналов (рис. 11.20, *а*) в какой-то момент времени t_1 передача вдруг прервалась и возобновилась в момент t_2 через очень малый интервал времени Δt. Совершенно очевидно, что оператор на приемном конце этот перерыв не ощутит, поскольку человеческое ухо обладает некоторой инерционностью, т. е. свойством «запоминать» отдельные кратковременные раздражения и реагировать на их среднее накопленное значение (аналогичное свойство глаза позволяет нам видеть в кино вместо отдельных кадров непрерывное движение). Число перерывов в передаче может быть весьма большим без заметного ухудшения качества воспроизведения сигнала на выходе приемника.

Прерывистый характер сигнала можно в еще большей степени сделать малозаметным, если на выходе приемника поставить фильтр, выравнивающий кратковременные пульсации напряжения, который будет действовать аналогично фильтру *RC* ячейки автоматического смещения.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что для удовлетворительного воспроизведения звукового сигнала необходимо, чтобы передача производилась не менее чем 3—4 раза за время одного периода звукового сигнала в течение коротких интервалов времени порядка единиц микросекунд. Если принять, что наиболее высокая из звуковых частот (которой соответствует самый короткий период) составляет 2500—3500 Гц, то передачу можно осуществлять микросекундными импульсами, посылаемыми 8—10 тысяч раз в секунду.

Амплитуда этих импульсов пропорциональна интенсивности полезного сигнала в момент излучения. Интервал между импульсами может быть в сотни раз больше длительности самих импульсов (масштаб длительности этих импульсов на рис. 11.20, *б* сильно преувеличен). Это позволяет использовать время интервалов между их посылками для осуществления такой же импульсной передачи другого звукового сигнала с помощью того же передатчика. На

приемном пункте оба сигнала могут быть приняты раздельно благодаря тому, что они передаются в разные моменты времени или, как говорят, разделены по времени. Этот вид модуляции называют амплитудно-импульсной модуляцией, сокращенно АИМ.

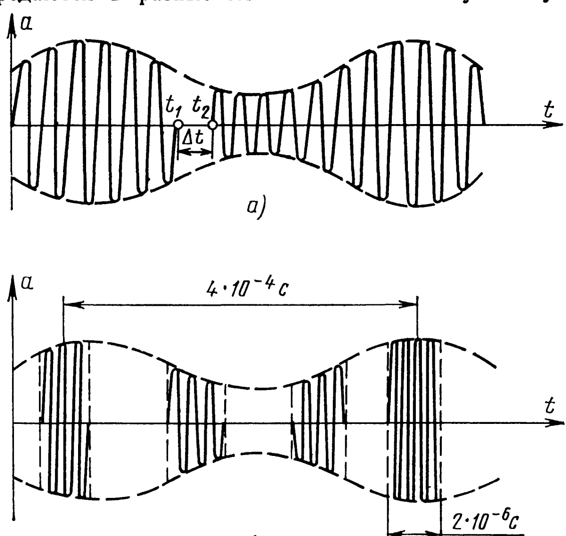


Рис. 11.20. Колебания при АИМ

Таким образом, импульсная модуляция дает возможность проводить одновременно несколько независимых передач с помощью одного передающего устройства. Такой вид использования аппаратуры называют многоканальной связью. Возможность ее осуществления является важнейшим достоинством импульсной модуляции. К недостаткам же линии связи с АИМ следует отнести слабую помехозащищенность, такую же, как и при обычной АМ.

Необходимо также отметить, что в спектре кратковременных импульсных сигналов амплитуда колебаний боковых частот спадает очень медленно с ростом номера боковой частоты, и это происходит тем медленнее, чем меньше длительность импульсов. Поэтому для удовлетворительного воспроизведения импульсного сигнала требуется приемник с очень широкой полосой пропускания. Если, например, длительность импульсов равна 1 мкс, то полоса пропускания приемника должна быть не менее $2\Delta f = 1/1 \cdot 10^{-6} = 1$ МГц. Это в сотни раз превышает полосу пропускания приемника АМ сигналов и в несколько раз полосу приемника ЧМ сигналов. Поэтому импульсную модуляцию невозможно использовать в диапазонах ДВ, СВ и КВ.

Наибольшее применение этот вид модуляции нашел в многоканальных линиях связи, работающих на дециметровых и сантиметровых волнах. Его можно осуществить, производя обычную сеточную модуляцию и подавая анодное напряжение в виде периодической последовательности одинаковых импульсов (рис. 11.21). В результате одновременного действия двух модулирующих напряжений (звукового и импульсного) на выходе схемы появятся импульсы колебаний высокой частоты, модулированные по амплитуде.

Более высокой помехоустойчивостью обладают линии связи при других видах импульсной модуляции. Исторически первым видом импульсной модуляции был предложенный в 1927 г. А. Н. Щукиным метод широтно-импульсной модуляции, сокращенно ШИМ. Колебания при ШИМ имеют вид, представленный на рис. 11.22. Импульсы высокочастотных колебаний излучаются через одинаковые промежутки времени Δt, причем длительность каждого из них соответствует значениям модулирующего сигнала в момент излучения. При таком виде модуляции амплитуда импульсов не изменяется, что позволяет срезать в приемном уст-

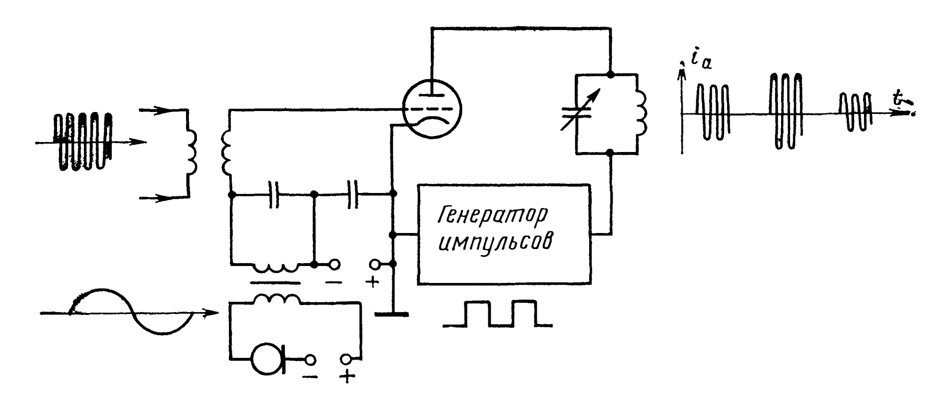


Рис. 11.21. Схема АИМ

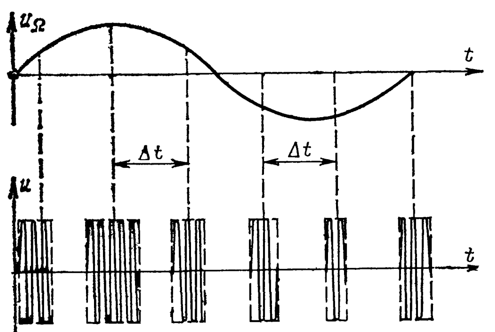


Рис. 11.22. Колебания при ШИМ

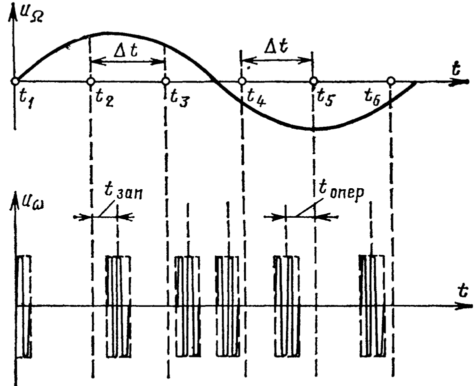


Рис. 11.23. Колебания при ФИМ

ройстве помехи, искажающие амплитуды принятых импульсов. Его недостатком является необходимость выбора полосы пропускания по самому короткому импульсу. При этом она получается излишне широкой для всех остальных более длительных импульсов. Расширение же полосы пропускания приемника приводит к приему большого количества помех.

Более рациональное использование полосы пропускания приемника достигается при фазоимпульсной модуляции, сокращенно ФИМ. Этот вид модуляции осуществляется путем посылки импульсов одинаковой длительности и постоянной амплитуды; закон модуляции передается изменением момента их посылки (рис. 11.23). При отсутствии модулирующего напряжения импульсы посылаются в моменты времени t_1, t_2, ..., t_n, отстоящие один от другого на одинаковые интервалы времени Δt. Когда начинается передача сигнала, начало излучения каждого импульса изменяется в сторону отставания (запаздывания) от данных моментов времени на интервалы $t_{зап}$, пропорциональные положительному модулирующему напряжению, действующему в данный момент времени, или в сторону опережения (интервалы $t_{опер}$) пропорционально отрицательному модулирующему напряжению.

Высокая помехозащищенность линии связи и рациональное использование полосы пропускания приемного устройства явились причиной широкого практического использования ФИМ. Известны и другие методы осуществления импульсной модуляции, обладающие теми или иными достоинствами и недостатками, однако описание их выходит за рамки настоящей книги.

По характеру использования передатчика к импульсной модуляции близок телеграфный режим работы. Зашифровка смыслового текста с помощью азбуки Морзе и осуществление в соответствии с ней передачи явились

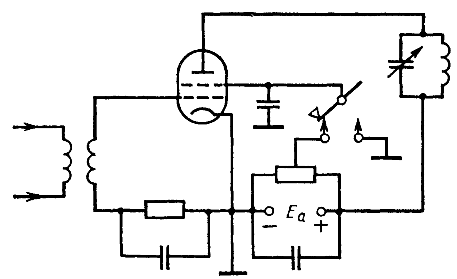


Рис. 11.24. Схема телеграфной манипуляции в цепи экранирующей сетки лампы

первым исторически возникшим видом управления высокочастотными колебаниями в радиопередающих устройствах.

В азбуке Морзе буквы передаются различными сочетаниями длительных и коротких посылок — знаков («тире» и «точек»). Каждая буква состоит из одного — пяти знаков, разделенных интервалами, во время которых передатчик запирается. Таким образом, операция по передаче телеграфных сигналов (так называемая телеграфная манипуляция) состоит в запирании и отпирании передатчика в определенные моменты времени. Осуществить такую работу передатчика можно различными способами, например включением в цепь питания экранирующей сетки лампы генератора телеграфного ключа (рис. 11.24). При нажатом ключе на экранирующую сетку подается нормальное положительное напряжение с делителя напряжения и генератор работает, а при отжатом ключе экранирующая сетка соединяется с катодом (заземляется) и генератор запирается.

При ручной телеграфии операторы передают до 20—25 слов в минуту, а при использовании быстродействующих телеграфных аппаратов скорость передачи доходит до 300—500 слов в минуту. Нетрудно подсчитать, что при этом длительность телеграфных сигналов получается порядка десятых — тысячных долей секунды, что в тысячи раз больше длительности посылок при импульсной модуляции. Соответственно и полоса пропускания приемника, необходимая для удовлетворительного воспроизведения телеграфных сигналов, может быть взята в тысячи раз меньше, чем при описанных выше методах импульсной модуляции.

Узкая полоса пропускания приемника, имеющая порядок сотен герц или единиц килогерц, — важнейшая особенность телеграфных передатчиков и приемников. Возможность максимального использования мощности передатчика и узкая полоса сигналов приводят к тому, что дальность связи при телеграфной работе значительно возрастает по сравнению с дальностью связи, получаемой при телефонной работе с тем же передатчиком.

11.5. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Вторым важнейшим видом преобразований электрических колебаний в радиотехнических устройствах является процесс детектирования. Принятые высокочастотные колебания, промодулированные по амплитуде, частоте, фазе или имеющие форму импульсов, необходимо преобразовать в радиоприемном устройстве снова в колебания низкой частоты, которые могут быть восприняты человеком или зарегистрированы приборами. Этот процесс преобразования называется детектированием. Как и всякое преобразование колебаний, детектирование возможно только при использовании нелинейного элемента.

Наиболее просто производится детектирование АМ колебаний (рис. 11.25). Если подать высокочастотные колебания, промодулированные по амплитуде, на нелинейный элемент — детектор, обладающий односторонней проводимостью (в качестве такого элемента может быть использован полупроводниковый или электровакуумный диод), то ток в его цепи приобретает форму синусоидальных импульсов, амплитуда которых изменяется пропорционально интенсивности звукового сигнала.

Все гармонические составляющие и постоянная составляющая периодической последовательности импульсов, представляющая собой среднее значение тока за период, пропорциональны амплитуде импульсов. Следовательно, постоянная составляющая тока в цепи детектора $i_д$ изменяется пропорционально напряжению сигнала, промодулировавшего колебания в передатчике. Ее отфильтровывают от высокочастотных составляющих тока с помощью фильтра, обычно состоящего из резистора R и конденсатора C малой емкости. Высокочастотные составляющие тока проходят через конденсатор, не создавая значительного напряжения на нем. Этот кон-

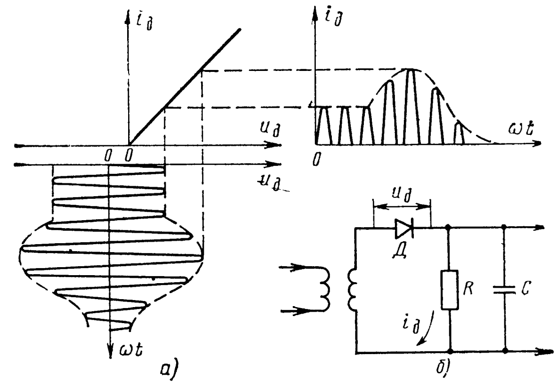


Рис. 11.25. Детектирование АМ колебаний:
а — процессы в цепи детектора; *б* — схема детектора

денсатор необходим также для того, чтобы все высокочастотное детектируемое напряжение полностью попадало на диод *Д* (при отсутствии конденсатора часть этого напряжения падала бы на резисторе *R*). Звуковая составляющая тока, проходя через резистор *R*, создает на нем напряжение, которое затем передается в последующую цепь.

Возникновение напряжения звуковой частоты на фильтре можно объяснить и не прибегая к понятию о гармонических составляющих тока. Импульсы тока, проходя через резистор *R*, создают на нем падение напряжения, которое заряжает конденсатор. За промежуток времени между импульсами конденсатор успевает только частично разрядиться через резистор, вследствие чего в интервале между импульсами напряжение на резисторе не исчезает полностью. Каждый новый импульс подзаряжает конденсатор. Таким образом, на конденсаторе создается некоторое усредненное напряжение, которое изменяется пропорционально амплитуде импульсов.

При детектировании ЧМ колебаний можно сначала превратить изменение мгновенной частоты в изменение тока высокочастотных колебаний, т. е. преобразовать ЧМ колебания в АМ. Это достигается подачей ЧМ тока в цепь контура с собственной частотой $f_{ок}$, расстроенного относительно средней частоты передатчика $f_{ср}$ (рис. 11.26). В этом случае изменение частоты передатчика в ту или другую сторону приводит к изменению амплитуды высокочастотных колебаний в контуре, причем ЧМ коле-

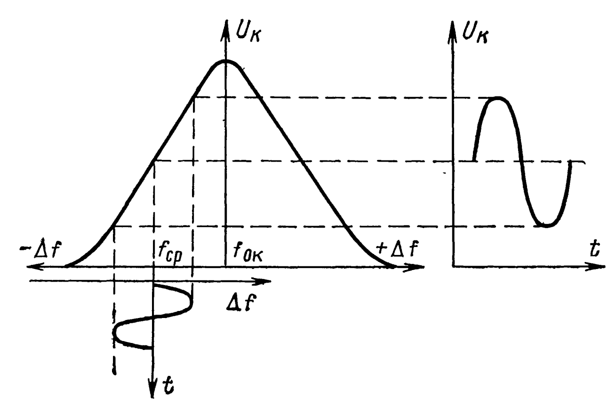


Рис. 11.26. Преобразование ЧМ колебаний в АМ с помощью расстроенного контура

бания преобразовываются в АМ. Последние же могут быть продетектированы описанным выше способом.

Недостатком данного метода является наличие значительных нелинейных искажений, возникающих вследствие нелинейности резонансной характеристики контура. Кроме того, при описанном выше способе детектирования ЧМ колебаний изменения амплитуды колебаний на входе детектора будут вызывать изменения выходного напряжения. Следовательно, помехи, наводимые в приемной антенне, будут создавать искажения сигнала на выходе. Чтобы исключить это, можно поставить до детектора амплитудный ограничитель, однако это приводит к уменьшению амплитуды сигнала на входе детектора.

На практике широко применяют схемы частотных детекторов (их также называют частотными различителями или дискриминаторами), в значительной мере свободные от отмеченных выше недостатков.

На рис. 11.27, *а* изображена схема наиболее широко распространенного дискриминатора. Частотно-модулированные колебания снимаются с первого контура, настроенного на среднюю (несущую) частоту сигнала; на нее же настроен второй контур. Оба контура связаны индуктивно и через емкость конденсатора связи $C_{св}$. Индуктивность разделительного дросселя $L_р$ выбирается настолько большой, что для токов высокой частоты его цепь оказывается практически разорванной.

Высокочастотное напряжение подводится к двум диодам, включенным по двухтактной схеме и нагруженным на *RC*-фильтр, конденсаторы которого C_1 и C_2 представляют практически короткое замыкание для токов высокой частоты. Если учесть это, то из рассмотрения схемы на рис. 11.27 следует, что на диоде $Д_1$ действует сумма двух высокочастотных напряжений: напряжения на первом контуре и напряжения на верхней (по схеме) половине катушки второго контура, т. е. $U_{д1}=U_{к1}+U_1$, а на диоде $Д_2$ — напряжение $U_{д2}=U_{к1}+U_2$. Поскольку напряжения имеют различные фазы, эти суммы следует рассматривать как векторные.

Рассмотрим сначала, как будет работать схема в режиме молчания, когда принимается только несущая частота, на которую настроены оба контура. Пусть в некоторый момент времени вектор напряжения $U_{к1}$ занимает горизонтальное положение (рис. 11.27, *б*). Ток $I_{к1}$ в катушке L_1 отстает от напряжения $U_{к1}$ на 90°, а наводимая им во

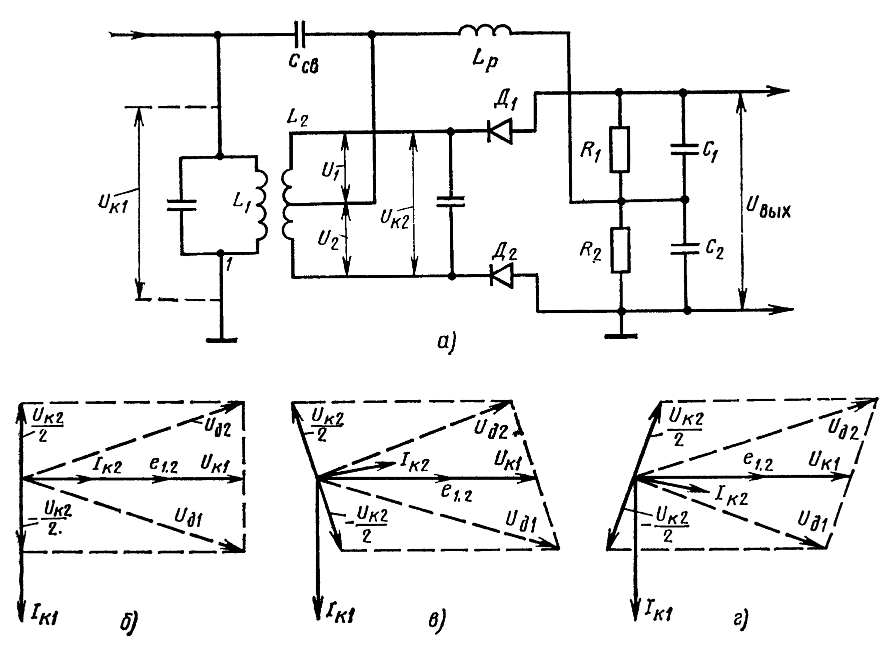


Рис. 11.27. Частотный различитель (дискриминатор):
а — схема; *б*, *в* и *г* — векторные диаграммы при разных частотах

втором контуре ЭДС $e_{1.2}$ согласно выражению (3.1) опережает его по фазе на 90°. В настроенном контуре ток $I_{к2}$ находится в фазе с этой ЭДС, а создаваемое им напряжение $U_{к2}$ на катушке L_2 опережает ток $I_{к2}$ на 90°. Для обоих диодов половины этого напряжения складываются с напряжением $U_{к1}$ в противоположных фазах, как это показано на рис. 11.27, *б*. Абсолютные значения векторов результирующих напряжений на диодах в этом случае одинаковы, и сумма падений напряжений от выпрямленных токов на нагрузке равна нулю.

Иное положение сложится, если в результате модуляции частота генерируемых колебаний уменьшится. Тогда в векторных диаграммах произойдут следующие изменения: ток $I_{к2}$ опередит ЭДС $e_{1.2}$ и соответственно повернется вектор напряжения $U_{к2}$. В результате амплитуда напряжения на диоде $Д_1$ станет больше, чем на диоде $Д_2$ (рис. 11.27, *в*), поэтому падение напряжения от выпрямленного тока на резисторе R_2 будет больше, чем на резисторе R_1, и на выходе появится напряжение $U_{вых} \neq 0$.

Построив аналогично векторную диаграмму для случая $f > f_н$ (рис. 11.27, *г*), легко убедиться, что знак напряжения на выходе изменится на обратный. Разность напряжений на диодах, а следовательно, и напряжение на выходе растут пропорционально отклонению мгновенной частоты от несущей. Это и позволяет преобразовать ЧМ колебания непосредственно в звуковые.

Детектирование ФМ сигналов может быть произведено тем же способом, но в усилителе низкой частоты необходимо ввести частотную коррекцию (построить схему так, чтобы коэффициент усиления был обратно пропорционален частоте), без которой высокие частоты будут воспроизводиться с большей интенсивностью, чем низкие. Детектирование АИМ и ШИМ сигналов осуществляется так же, как обычных АМ сигналов. При детектировании колебаний с ФИМ последовательность продетектированных импульсов, следующих один за другим через различные промежутки времени, преобразуют в последовательность импульсов, промодулированных по ширине, и уже из них выделяют напряжение звуковых частот.

11.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В ряде случаев оказывается необходимым преобразовать колебания одной частоты в колебания другой, более высокой или более низкой. Преобразование частоты в целое число раз осуществляется с помощью у м н о ж и т е л е й — резонансных усилителей, нагрузочные контуры которых настраиваются на одну из высших гармоник возбуждающего напряжения. Несколько сложнее производится преобразование частоты при некратном отношении частот преобразуемого и преобразованного сигналов. С таким преобразованием мы уже сталкивались в процессе модуляции; при этом благодаря одновременному воздействию двух напряжений различных частот (несущей частоты и частоты модуляции) на лампу, работающую на нелинейном участке характеристики, на выходе кроме колебаний несущей частоты появляются колебания боковых частот, равные разности и сумме частот, воздействующих на лампу напряжений.

При преобразовании частоты используется аналогичный метод: на нелинейный элемент, в качестве которого может быть использован полупроводниковый или электровакуумный диод, триод или многосеточная лампа, одновременно воздействуют два напряжения разных частот. На рис. 11.28 изображена схема односеточного преобразователя частоты.

Работу преобразователя можно пояснить следующим образом. Под воздействием одного из напряжений, например напряжения, имеющего более низкую частоту, крутизна лампы S то возрастает, то уменьшается. Поэтому амплитуда колебаний более высокой частоты в анодной цепи лампы, пропорциональная крутизне, будет увеличиваться в положительный полупериод напряжения более низкой частоты и уменьшаться за время его отрицательного полупериода (рис. 11.29, *а*). Ток в анодной цепи $i_а$ (рис. 11.29, *б*) представляет собой сумму трех токов: постоянного тока $i_{а0}$, тока частоты более низкочастотного сигнала $i''_а$ и тока с переменной амплитудой частоты второго сигнала $i'_а$. Последний модулированный по амплитуде ток представляет собой результат сложения колебаний частоты второго сигнала и биений двух новых высокочастотных сигналов. Частоту их можно найти исходя из свойств колебаний при биениях. На основании формулы (10.60) можно определить частоту изменения огибающей амплитуд $F=$

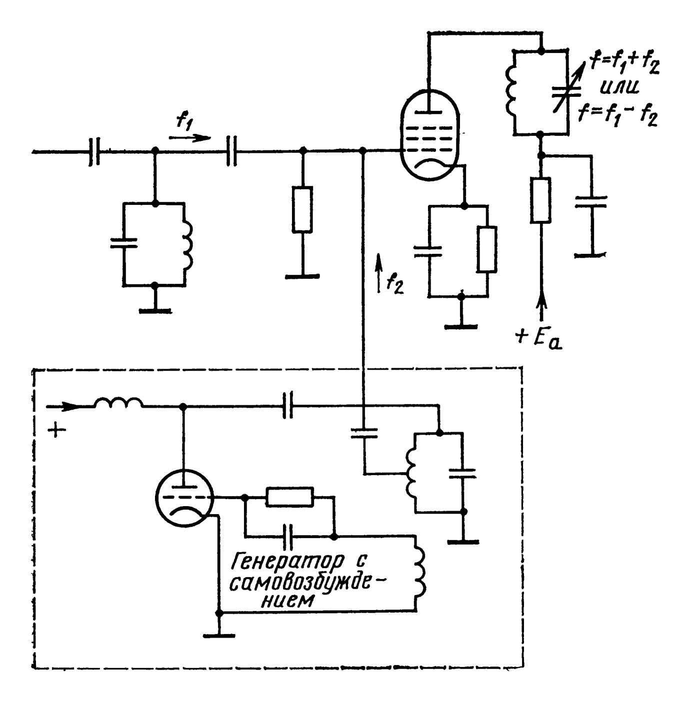


Рис. 11.28. Схема односеточного преобразователя частоты

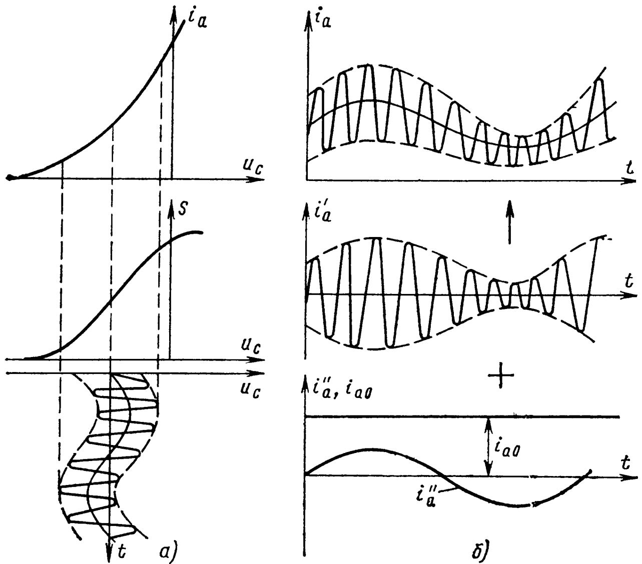


Рис. 11.29. Графики, поясняющие работу преобразователя частоты

$= (f_1 - f_2)/2$ и частоту высокочастотных колебаний $f = (f_1 + f_2)/2$. Складывая и вычитая последние два равенства, получаем частоты колебаний, образующих биения:

$$f_1 = f + F; \qquad (11.30)$$

$$f_2 = f - F. \qquad (11.31)$$

Следовательно, в анодной цепи появились токи разностной и суммарной частот. Поэтому преобразователи также называют с м е с и т е л я м и (этот термин широко используется в технической литературе). Включая в анодную цепь контур, настроенный на суммарную или разностную частоту, можно получить на выходе колебания требуемой частоты.

Следует отметить отличие процесса преобразования частоты от процесса модуляции. Последняя, как правило, производится при работе генератора с углом отсечки $\theta < 180°$, что необходимо для получения высокого КПД. Преобразование же частоты обычно осуществляется в маломощных устройствах, где получение высокого КПД не имеет существенного значения. В этих схемах обычно одним из важнейших требований является минимальное содержание в анодной цепи комбинационных частот вида $nf_1 \pm mf_2$ и гармоник высших порядков, что достигается работой без отсечки анодного тока, т. е. при угле отсечки $\theta = 180°$. Кроме того, при модуляции частота модулирующего сигнала должна быть во много раз меньше частоты модулируемого. При смешении же сигналов соотношение между частотами может быть любым.

В приемных устройствах, особенно на сверхвысоких частотах, часто используется д и о д н ы й п р е о б р а з о в а т е л ь (рис. 11.30). В нем напряжения колебаний смешиваемых частот подаются в анодную цепь диода. Характеристика диода в своем нижнем участке близка к квадратичной параболе, поэтому анодный ток пропорционален квадрату приложенного напряжения:

$$_{\text{а}} = ku^2_{\text{а}}, \qquad (11.32)$$

где k — постоянный коэффициент.

При воздействии обоих напряжений $u_{\text{а}} = U_{\text{а}1} \sin 2\pi f_1 t + U_{\text{а}2} \sin 2\pi f_2 t$. Пусть амплитуды обоих напряжений одинаковы, тогда согласно формуле (11.32) ток в анодной цепи $i_{\text{а}} = kU^2_{\text{а}} (\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t)^2 = kU^2_{\text{а}} (\sin^2 2\pi f_1 t + 2 \sin 2\pi f_1 \times \sin 2\pi f_2 t + \sin^2 2\pi f_2 t)$. Преобразуя второе слагаемое этого выражения, получаем

$$2 \sin 2\pi f_1 t \sin 2\pi f_2 t = \cos 2\pi (f_1 + f_2) t - \cos 2\pi (f_1 - f_2) t.$$

Отсюда видно, что в анодной цепи диода присутствуют токи суммарных и разностных частот. Включая в цепь диода контур, настроенный на одну из них, можно выделить нужную нам преобразованную частоту.

В гл. 10 мы говорили об умножителе частоты, т. е. устройстве, на выходе которого создается синусоидальное напряжение с частотой, в целое число раз превышающей частоту переменного напряжения на его входе. Теперь рассмотрим решение обратной задачи, т. е. получения на выходе некоторого устройства, которое в дальнейшем будем называть д е л и т е л е м ч а с т о т ы переменного напряжения с частотой, в целое число раз меньшей частоты напряжения на его входе. Эту задачу можно решить с помощью обычного генератора с самовозбуждением, в анодную цепь которого включен контур, настроенный на частоту входного напряжения, уменьшенную в целое число раз. Внешний источник напряжения $u_{\text{в}}$, частоту которого делят, включают вместо анодной батареи (рис. 11.31). Смещение на сетку лампы подается от отдельного источника $E_{\text{с}}$.

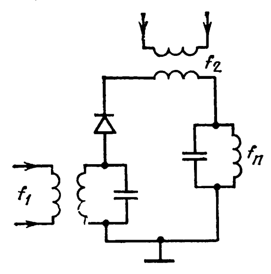


Рис. 11.30. Схема диодного смесителя

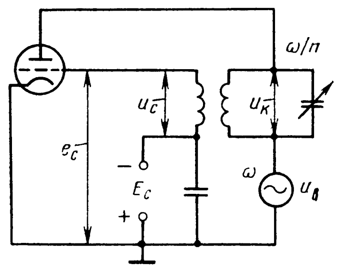


Рис. 11.31. Схема делителя частоты

Во время отрицательного полупериода источника анодного напряжения анодный ток отсутствует. При положительном полупериоде напряжения в анодной цепи возникает импульс анодного тока, который возбуждает колебания в контуре, настроенном на частоту ω/n. Эти колебания создают (благодаря цепи ОС) на сетке лампы переменное напряжение u_c с частотой собственных колебаний контура (рис. 11.32). Однако из-за наличия отрицательного смещения на сетке они смогут вызвать прохождение тока через лампу только при появлении значительного положительного потенциала на ее аноде в то время, когда на сетке лампы переменная составляющая напряжения имеет также положительное значение.

Предположим для конкретности, что частота источника в два раза превышает частоту собственных колебаний контура. Тогда, как нетрудно видеть из рис. 11.32, условия для появления анодного тока возникают один раз за период колебаний в контуре, импульсы анодного тока пополняют запас энергии в нем, и в контуре возникают незатухающие колебания с частотой, в два раза меньшей частоты колебаний возбуждающего источника. Заметим, что

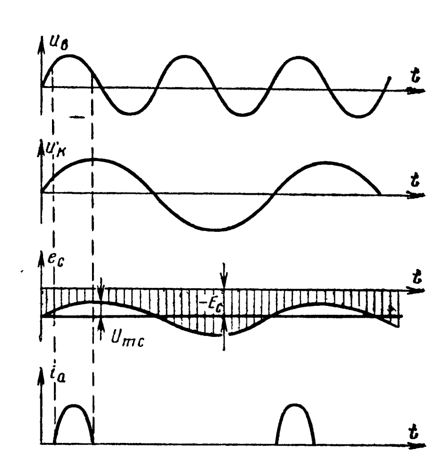


Рис. 11.32. Графики, поясняющие работу делителя частоты

если бы не было ОС и напряжения смещения на сетке, импульсы анодного тока проходили бы через контур дважды за период колебаний в нем. Один из них сообщал бы контуру запас энергии, а второй отбирал бы ее, и колебания с собственной частотой в нем не могли бы возникнуть.

11.7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ

В предыдущей главе мы рассмотрели работу некоторых важнейших генераторов импульсов. Полученные с их помощью импульсы часто необходимо подвергнуть самым различным преобразованиям. Поэтому здесь мы рассмотрим принцип работы основных преобразователей электрических импульсов: ограничителей, триггеров, дифференцирующих и интегрирующих цепей.

Ограничители срезают часть сигналов, лежащую выше или ниже некоторого заданного уровня. Иначе говоря, ток и напряжение на выходе ограничителя остаются неизменными, если напряжение на входе выходит за предел данных уровней. Если срезается сигнал выше некоторого уровня, то устройство называют ограничителем по максимуму, если же срезается сигнал ниже некоторого уровня, то устройство называют ограничителем по минимуму. Существуют также ограничители, срезающие сигнал сверху и снизу одновременно.

Наиболее просто ограничение можно получить с помощью диода, используя его свойство не пропускать ток, когда напряжение на аноде становится меньше нуля. В схему такого ограничителя (рис. 11.33, *а*) последовательно с источником переменного напряжения $u_{вх}$ включают источник постоянного тока E, положительный полюс которого подключен к катоду диода. Поэтому результирующее напряжение на его аноде $u_а = u_{вх} - E$. Следовательно, диод отперт только в том случае, если $u_а > 0$, т. е. $|u_{вх}| > |E|$. Сопротивление резистора R должно значительно превышать внутреннее сопротивление отпертого диода, равное сотням ом. Когда напряжение на аноде отрицательно, ток через диод не протекает и падение напряжения на выходном резисторе R отсутствует. Когда же напряжение станет положительным, диод отопрется и через резистор R потечет ток (пропорциональный напряжению на входе), создавая на этом резисторе пропорциональное ему напряжение (рис. 11.33, *б*).

Если ставится обратная задача — создать на выходном резисторе напряжение, изменяющееся пропорционально входному напряжению до значения E, а затем остающееся неизменным, то

нужно перевернуть диод или переключить зажимы так, чтобы на катод диода импульсы приходили с отрицательной полярностью, а источник напряжения подключить положительным полюсом к аноду (рис. 11.34, *а*). При этом

Эта схема отличается от обычного резистивного усилителя наличием в сеточной цепи резистора R_c большого сопротивления и выбором рабочей точки. Ограничение наступает здесь при небольшом положительном напряжении

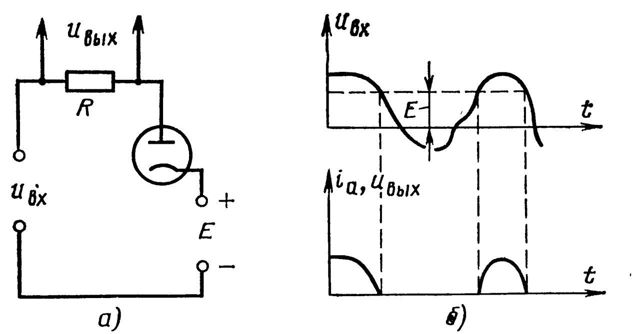


Рис. 11.33. Ограничитель по минимуму

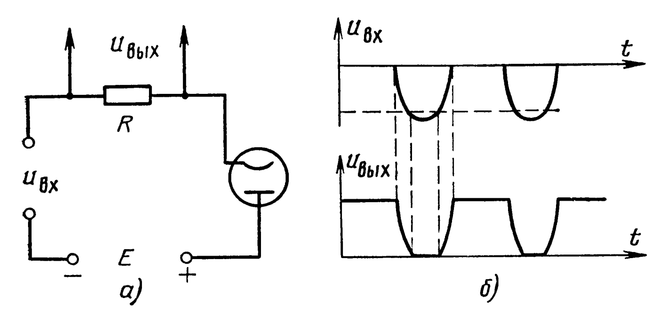


Рис. 11.34. Ограничитель по максимуму

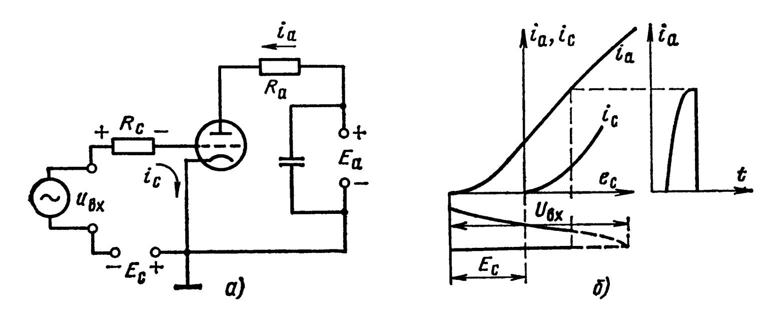


Рис. 11.35. Сеточный ограничитель:
а — схема; *б* — графики, поясняющие работу ограничителя

на выходе получим напряжение, изображенное на рис. 11.34, *б*. По сравнению с предыдущей схемой импульс на резисторе R имеет здесь обратную полярность.

Широкое использование находит схема сеточного ограничителя по максимуму, показанная на рис. 11.35, *а*.

на сетке лампы. Возникающий при переходе напряжения на сетке к положительным значениям сеточный ток i_c, проходя через резистор R_c, создает на нем падение напряжения, практически компенсирующее дальнейшее увеличение напряжения $u_{вх}$ на входе. Поэтому напряжение на участке сетка — катод

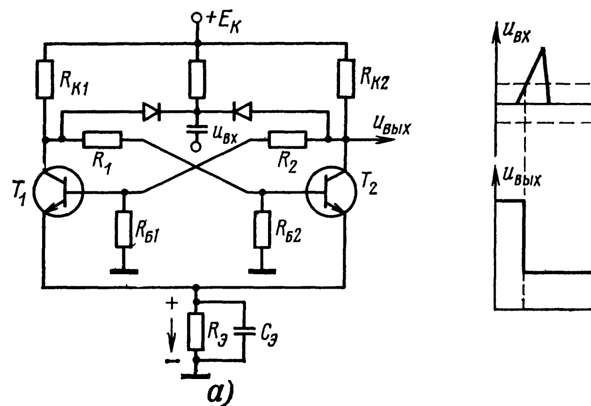
остается почти неизменным и вершина импульса в анодной цепи оказывается срезанной (рис. 11.35, *б*). Выбором напряжения смещения E_c можно в этой схеме получить и ограничение по минимуму.

В ряде случаев нужны устройства, способные создавать на выходе импульсы (скачки) тока или напряжения, значения которых не зависят от амплитуды, формы и в некоторых пределах от длительности поступающих на их вход импульсов. Для срабатывания такого устройства необходимо только, чтобы сигнал на входе превысил некоторое минимальное значение. Устройство такого рода представляет собой своеобразное электронное реле, которое часто называют **триггером** (спусковой схемой).

На рис. 11.36, *а* изображена типовая схема триггера, которая напоминает схему мультивибратора.

коллекторного тока и уменьшение падения напряжения на резисторе $R_{к2}$ и увеличение напряжения на базе транзистора T_1. В результате происходит быстрое отпирание транзистора T_1 и запирание транзистора T_2.

Для того чтобы данное конечное состояние в отличие от мультивибратора было устойчивым, т. е. сохранялось неопределенно долгое время, используется либо специальный источник смещения, либо цепочка автоматического смещения $R_эC_э$, постоянная времени которой много больше длительности переходных процессов (запирания, отпирания транзисторов). Для «опрокидывания» триггера на базы транзисторов одновременно подаются отпирающие импульсы. Отпирание закрытого транзистора приводит к запиранию открытого и переходу триггера в новое устойчивое состояние. Каждый такой переход



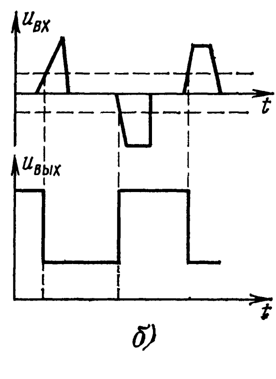


Рис. 11.36. Триггер:
а — схема; *б* — напряжения на входе и на выходе триггера

Схема транзисторного триггера от мультивибратора отличается тем, что **в цепях связи между транзисторами** отсутствуют конденсаторы. Через резисторы осуществляется положительная ОС в каждом из двух резистивных усилителей, из которых составлена схема. Действительно, если, например, в некоторый момент времени на базе транзистора T_1 потенциал возрос, коллекторный ток его увеличится, то вызовет увеличение падения напряжения на резисторе $R_{к1}$ и уменьшение напряжения на его коллекторе, которое делится между резисторами R_1 и $R_{б2}$. Поэтому уменьшится напряжение на базе транзистора T_2, что вызовет уменьшение его

приводит к скачкообразному изменению напряжений в цепях.

Из сказанного следует, что триггер может быть использован в счетных схемах в качестве делителя числа импульсов на два, поскольку возвращение в исходное состояние наступает под действием каждого второго импульса, поступающего на триггер. Он используется также в качестве запоминающей ячейки в системах электронной памяти цифровых вычислительных машин, в устройствах увеличения длительности импульсов, в схемах формирования прямоугольных импульсов и других устройствах.

Часто в импульсных устройствах

возникает необходимость так преобразовать сигнал, поданный на вход, чтобы напряжение или ток на выходе были пропорциональны не входному сигналу, а скорости его изменения. Такую операцию преобразования называют дифференцированием входного сигнала, а цепи, которые ее осуществляют, дифферецирующими.

Простейшей дифференцирующей цепью может служить последовательное соединение резистора и конденсатора (рис. 11.37, *а*). Если сопротивление кон-

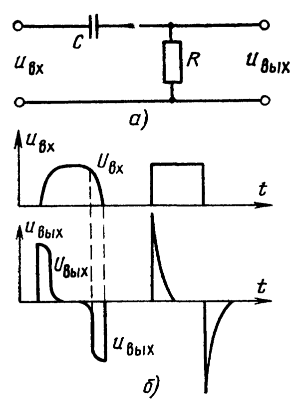


Рис. 11.37. Дифференцирующая цепь:
а — схема; *б* — напряжения на входе и выходе

денсатора C для основных составляющих тока импульсов много больше сопротивления резистора R, то характер изменения тока в цепи определяется в основном конденсатором. Ток же в цепи конденсатора пропорционален скорости изменения напряжения на нем:

$$i_C = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{C\Delta u}{\Delta t},$$

где $\Delta u/\Delta t$ — скорость изменения напряжения. Проходя через резистор R, этот ток создает на нем напряжение, пропорциональное скорости изменения входного напряжения.

Дифференцирующие цепи позволяют получить кратковременные импульсы с крутым фронтом при подаче на их вход импульсов, близких по форме к прямоугольным (рис. 11.37, *б*). Импульс на выходе возникает в момент начала импульса на входе.

Чем круче фронт импульса на входе, т. е. чем больше скорость нарастания напряжения, тем больше амплитуда импульса на выходе. В то время когда рост напряжения на входе замедляется, напряжение на выходе спадает и становится равным нулю в течение времени, соответствующего плоской вершине входного импульса, т. е. при неизменном напряжении. При спаде входного напряжения вновь возникает импульс напряжения на выходе, но уже противоположной полярности, так как скорость изменения напряжения на входе становится отрицательной. Физически разная полярность импульсов объясняется тем, что в первом случае конденсатор заряжается, а во втором разряжается.

Все это можно проследить при сравнении входных и выходных напряжений в случае колоколообразного и прямоугольного импульсов, приведенных на рис. 11.37, *б*. При одинаковой амплитуде напряжения на входе амплитуда напряжения на выходе в случае прямоугольного импульса значительно больше. При идеальном дифференцировании амплитуда его должна была бы быть равна бесконечности, а импульс иметь бесконечно малую длительность. Однако наличие резистора в цепи приводит к тому, что амплитуда выходных импульсов конечна и они длятся в течение некоторого отрезка времени. Чем меньше сопротивление резистора цепочки, а следовательно, меньше ее постоянная времени, тем импульсы ближе к идеальным.

В ряде случаев, когда в цепи протекает изменяющийся во времени ток, возникает необходимость получить напряжение, пропорциональное заряду, прошедшему через цепь за некоторый отрезок времени. Для того чтобы определить этот заряд, нужно разбить весь интересующий нас интервал времени на малые отрезки, в течение которых можно с заданной степенью точности считать ток постоянным, и подсчитать сумму зарядов, перенесенных за эти малые отрезки времени. Эту операцию принято называть интегрированием.

Можно предложить целый ряд радиотехнических схем, которые способны выполнять функцию интегрирования, т. е. создавать на своем выходе напряжение, пропорциональное интегрируемой (суммируемой) электрической величине, действующей на ее входе. Простейшей интегрирующей цепью является конденсатор. Действительно, напряжение на его обкладках пропорционально сумме всех накопленных в нем зарядов, принесенных током в его цепь.

Остановимся несколько подробнее на интегрирующих свойствах конденса-

тора C, учитывая, что в его цепи всегда существует некоторое сопротивление потерь (рис. 11.38, *а*). Если на вход такой цепи подается импульс напряже-

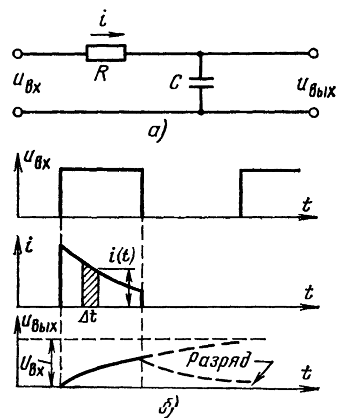
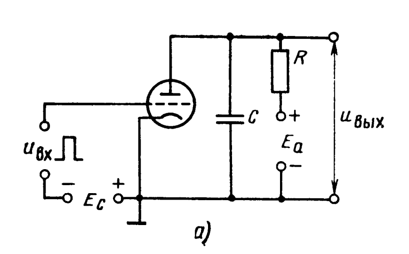


Рис. 11.38. Интегрирующая цепь:
а — схема; *б* — токи и напряжения в схеме

ния прямоугольной формы (рис. 11.38, *б*), то напряжение на конденсаторе растет постепенно, стремясь к напряжению на входе. Для того чтобы нарастающее напряжение на конденсаторе не препятствовало прохождению тока в цепи, оно не должно возрастать за время импульса до значения, соизмеримого с напряжением на входе. Это достигается включением последовательно в цепь резистора R весьма большого сопротивления, в результате чего постоянная времени цепи оказывается намного больше длительности импульса. Однако постоянная времени должна быть одновременно настолько малой, чтобы после окончания действия импульса конденсатор успел разрядиться до начала следующего импульса. В некоторых случаях ставится задача интегрирования серии импульсов, тогда постоянная времени соответственно увеличивается.

Для получения развертки в осциллографических индикаторах и для других операций, связанных с электрическим отсчетом времени, нужны устройства, создающие напряжение, возрастающее пропорционально времени. Естественно, что в какой-то момент возрастание напряжения должно прекратиться и начаться снова спустя требуемый отрезок времени. Напряжение в таком устройстве имеет пилообразную форму.

Существует довольно много схем, позволяющих получить колебания такого рода. Мы рассмотрим простейшую из них, в которой импульсы напряжения прямоугольной формы преобразуются в импульсы напряжения, изменяющиеся во времени по линейному закону (рис. 11.39, *а*). Здесь в анодную цепь лампы (триода) включен конденсатор C, заряжающийся от источника анодного напряжения $E_а$ через резистор R большого сопротивления, когда лампа под действием напряжения источника постоянного смещения $E_с$ заперта. Процесс увеличения напряжения на конденсаторе показан на рис. 11.39, *б*. В своей начальной стадии он протекает по закону, мало отличающемуся от линейного. В некоторый момент времени на сетку лампы подается кратковременный положительный импульс прямоугольной формы, резко отпирающий лампу. Последняя выбирается с возможно меньшим внутренним сопротивлением, поэтому разряд конденсатора происходит хотя и по экспоненциальному закону, но так быстро, что не создает существенных отклонений выходного напряжения от пилообразной формы. После окончания отпирающего импульса процесс повторяется.



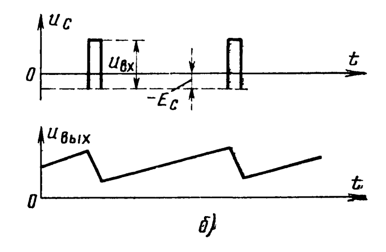


Рис. 11.39. Получение пилообразного напряжения:
а — схема; *б* — напряжения на входе и выходе

Глава двенадцатая

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

12.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНИКА

Радиоприемное устройство извлекает энергию радиосигнала из электромагнитного поля приходящих волн, преобразует колебания радиосигнала в первичные электрические сигналы и воспроизводит сообщение в виде звука, изображения, записи и др. Это — обязательные функции любого приемного устройства, от самого простого до сложнейшего. По мере усложнения радиоприемной аппаратуры на нее возлагаются и другие функции, например усиление радиосигналов (высокой частоты), усиление сигналов первичной формы (звуковой частоты или видеоимпульсов), автоматическая регулировка усиления и др.

Познакомиться с функциями приемника удобно на примере простейшей схемы, которая сейчас почти не применяется, но на заре радиолюбительства пользовалась большим успехом. Это так называемый детекторный приемник, предназначенный для приема АМ радиотелефонных сигналов (рис. 12.1).

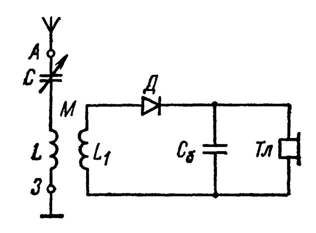


Рис. 12.1. Схема детекторного приемника

Приемная установка состоит из приемной антенны *А* с заземлением *З* и собственно приемника. Между *А* и *З* внутри приемника находится так называемое **входное устройство**, содержащее конденсатор переменной емкости *С* и катушку *L*. Эти элементы входят в цепь антенны и позволяют настроить эту цепь на частоту желательного радиосигнала, т. е., как говорят, на принимаемую станцию. Условием настройки является компенсация реактивного сопротивления антенны $X_A+\omega L-1/\omega C=0$. Именно этот резонанс обеспечивает простейшему приемнику избирательность, т. е. возможность приема радиосигналов какой-либо одной радиостанции при подавлении сигналов от радиостанций, излучающих волны других частот.

Процесс извлечения энергии из электромагнитного поля осуществляется **в антенной цепи**. Приходящие радиоволны наводят в приемной антенне ЭДС, частота которой равна частоте радиосигнала. Это равноценно включению в цепь антенны генератора ЭДС. Наибольшую мощность этот генератор развивает при резонансе в цепи антенны, т. е. при отсутствии реактивного сопротивления. Так происходит **преобразование энергии поля в энергию переменного тока высокой частоты**. Сигналы на волнах другой длины наводят ЭДС с другими частотами, а потому для них в цепи антенны имеется не только активное, но и реактивное сопротивление, не позволяющее им развивать полную мощность тока высокой частоты. В этом — смысл **избирательности приемника**.

Энергия полезного радиосигнала должна быть **преобразована в энергию сигнала первичной формы**. Так, для радиосигнала с АМ первичным сигналом является ток звуковой (модулирующей) частоты. Этот этап преобразования осуществляется в **детекторной цепи**. Детекторная цепь состоит из катушки L_1, имеющей индуктивную связь *М* с катушкой цепи антенны, собственно детектора *Д* и потребителя первичного сигнала — телефона *Тл*, блокируемого параллельным конденсатором $C_б$. Связь детекторной цепи с цепью антенны должна обеспечить передачу наибольшей возможной мощности радиосигнала детектору (рис. 12.2).

Детекторная цепь, связанная с антенной, является цепью апериодической. Ток антенной цепи наводит в катушке L_1 ЭДС высокой частоты, для которой конденсатор $C_б$ является практически коротким замыканием. Поэтому напряжение высокой частоты с зажимов катушки L_1 оказывается приложенным полностью к детектору. Потребителем энергии тока звуковой частоты $i_з$, воз-

никающего в цепи диода, служит телефон, преобразующий электрический сигнал в акустический.

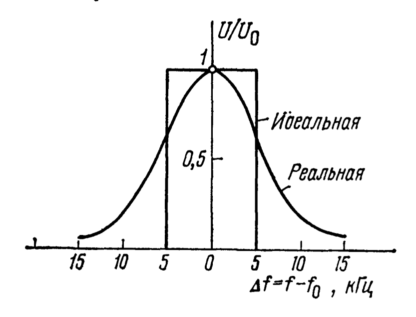


Рис. 12.2. Резонансные характеристики приемника

Простейший приемник использует лишь принятую энергию, а собственных источников питания не имеет. Естественно, что при малой ЭДС, наводимой в антенне, нельзя извлечь мощность, достаточную для нормального звучания громкоговорителя. Нельзя ожидать от такого приемника и удовлетворительного подавления помех при наличии только одной резонансной цепи. Но даже на простейшем примере мы можем установить показатели, характеризующие качество приемника, и наметить пути совершенствования этих показателей.

Одним из основных показателей приемника является его ч у в с т в и т е л ь н о с т ь, т. е. способность к приему слабых сигналов. Количественно чувствительность характеризуется той минимальной мощностью или минимальной ЭДС в антенне, которая еще обеспечивает возможность нормального воспроизведения сигнала. Чем меньше число, оценивающее чувствительность, тем выше сама чувствительность. Если простейший (детекторный) приемник (рис. 12.1) имеет чувствительность, характеризующуюся мощностью примерно в 10 мВт и амплитудой ЭДС не менее десятых долей вольта, то массовый радиовещательный приемник обладает чувствительностью примерно 50 мкВ. Современные профессиональные приемники специальных назначений достигают чувствительности, исчисляемой сотыми долями микровольта и триллионными долями милливатта.

Способ повышения чувствительности — включение в состав приемника у с и л и т е л ь н ы х к а с к а д о в как по высокой частоте, т. е. до детектора, так и по низкой частоте, т. е. после детектора. Разумеется, следует стремиться к значению чувствительности, действительно необходимому для данного приемника, так как с увеличением числа усилительных каскадов возрастает угроза искажений сигнала и неустойчивости работы приемника. Вероятность подавления сигнала помехами внешнего и внутреннего происхождения тоже увеличивается по мере роста общего усиления приемника. Обычно в ламповых радиовещательных приемниках среднего класса применяют 5—6 каскадов усиления по высокой и низкой частоте. В транзисторных приемниках, более экономичных по питанию, число усилительных каскадов может быть таким же или несколько большим.

Вторым показателем качества приемника служит его частотная и з б и р а т е л ь н о с т ь, т. е. способность обеспечить нормальный прием на частоте полезного сигнала при подавлении сигналов радиостанций, работающих на других, хотя бы и близких частотах. Иначе говоря, избирательностью может характеризоваться защищенность приема от воздействия посторонних передатчиков; они оказываются наиболее вероятными источниками помех для радиовещательного приема на СВ и КВ

Частотная избирательность достигается наличием р е з о н а н с н ы х к о н т у р о в в каскадах приемника. Об избирательности приемника в целом можно приближенно судить по форме его резонансной характеристики, т. е. зависимости чувствительности от расстройки частоты воздействующего передатчика по отношению к частоте, на которую резонирует приемник. На рис. 12.2 представлены идеальная и примерная реальная резонансные характеристики; здесь по оси абсцисс отложены абсолютные значения расстройки (в килогерцах), а по оси ординат — отношения выходных напряжений нерезонансных сигналов U к напряжению резонансного сигнала U_0 при равных ЭДС в антенне. Идеальной формой резонансной характеристики в смысле избирательности была бы прямоугольная форма: она обеспечила бы одинаковое прохождение через приемник всех колебаний в полосе спектра сигнала и полное подавление всех колебаний, частоты которых лежат вне этой полосы.

В действительности такую форму резонансной характеристики получить нельзя, но можно к ней приблизиться, применив в каскадах усиления радиосигналов резонансные колебательные системы. Избирательность приемника тем

выше, чем ближе форма реальной его характеристики к идеальной. Следовательно, на радиочастотные каскады, помимо задачи усиления нужных сигналов, возлагается задача повышения избирательности.

Для простейшего приемника (см. рис. 12.1), в котором отсутствуют усилительные каскады, избирательность определяется только одной цепью антенны, а потому оказывается весьма плохой.

Когда при определении понятий «чувствительность» и «избирательность» говорят о «нормальном» эффекте на выходе приемника, то подразумевают нормальную для данного приемника выходную **мощность**. Если тип громкоговорителя задан, то можно говорить о нормальном напряжении на его зажимах. Допустимое значение выходной мощности радиовещательного приемника ограничено нелинейными искажениями, которые возникают при перегрузке выходного каскада (см. гл. 9).

Нормальное значение выходной мощности должно соответствовать размерам помещения и уровню внешних шумов, при которых работает приемник. При приеме на головной телефон необходима мощность, исчисляемая только милливаттами. Комнатные радиовещательные приемники имеют нормальную мощность на выходе от десятых долей ватта до нескольких ватт.

Очень важным показателем свойств и возможностей приемника является диапазон частот (волн), на которые он может быть настроен. Для радиовещательных приемников характерна разбивка общего диапазона на поддиапазоны. Переключение поддиапазонов осуществляется сменой катушек в контурах высокой частоты, а плавная настройка внутри поддиапазона выполняется блоком конденсаторов переменной емкости. Например, в простейшем приемнике (см. рис. 12.1) поддиапазон можно переключить сменой катушки L, вместе с которой сменяется и катушка связи L_1. Нумерация поддиапазонов производится с возрастанием номера по мере увеличения частоты (укорочения волны).

Современные радиовещательные приемники имеют поддиапазоны ДВ (от 150 до 410 кГц), СВ (от 520 до 1600 кГц), КВ (примерно от 4 до 12 МГц) и УКВ (примерно от 63 до 73 МГц), причем вместо непрерывного КВ диапазона они имеют обычно несколько узких КВ поддиапазонов с «растянутыми» шкалами для участков, наиболее насыщенных радиовещательными станциями.

Радиовещательный приемник оценивается также с точки зрения верности воспроизведения первичного сигнала (речи или музыки). Качество воспроизведения зависит в первую очередь от того, насколько равномерно усиливаются в приемнике колебания, которыми модулируется радиосигнал принимаемого передатчика. Причинами неравномерности прохождения спектра первичного сигнала в приемном тракте могут быть каскады усиления высокой (промежуточной) частоты и каскады усиления низкой частоты. Если полоса пропускания каскадов резонансного (полосового) усиления выбрана слишком узкой, то в этих каскадах недостаточно усиливаются колебания боковых частот, созданные модулирующими звуковыми колебаниями верхних частот. Если частотная характеристика каскадов низкой частоты будет слишком неравномерной, то недостаточно усиливаться могут колебания как верхних, так и нижних звуковых частот.

Для оценки верности воспроизведения первичного сигнала служит общая частотная характеристика приемника, которая представляет собой зависимость амплитуды напряжения на выходе (на громкоговорителе) от частоты модуляции (при неизменной амплитуде ЭДС высокой частоты в антенне и постоянной глубине модуляции). Пример общей частотной характеристики приводится на рис. 12.3. При разработке приемника допустимая неравномерность этой характеристики задается так же, как для характеристики усилителей низкой частоты (см. гл. 9).

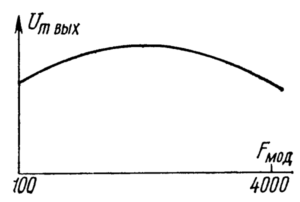


Рис. 12.3. Общая частотная характеристика приемника

Приемники могут классифицироваться по нескольким признакам. По принципу построения схемы их можно разделить на приемники прямого усиления и супергетеродинные (супергетеродины).

В приемнике прямого усиления частота принимаемого радиосигнала пре-

образуется в частоту первичного сигнала путем детектирования. Следовательно, структурная схема такого приемника (рис. 12.4) содержит присоединяемые к антенне входные цепи *ВЦ*, усилительные каскады высокой частоты *УВЧ*, детекторный каскад *Д* и каскады усиления низкой частоты *УНЧ*, заканчивающиеся выходным каскадом *ВК*. Перестройке подвергаются входные цепи и усилительные каскады высокой частоты (точнее, колебательные контуры, входящие в эти блоки), причем настройка является сопряженной — с помощью единого блока конденсаторов переменной емкости.

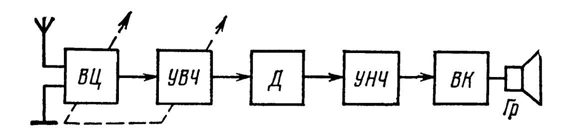


Рис. 12 4. Структурная схема приемника прямого усиления

Приемник прямого усиления сходен по физическим процессам с простейшим приемником, отличаясь лишь добавленными к последнему каскадами усиления в двух частотных областях. Недостатки, свойственные простейшему приемнику, не устраняются в полной мере и в приемнике прямого усиления. Так, например, полоса пропускания его в диапазоне КВ всегда шире требуемой для радиотелефонии. В настоящее время приемники прямого усиления промышленностью не выпускаются; радиолюбители иногда собирают приемники прямого усиления на транзисторах.

В супергетеродине осуществляется по меньшей мере двукратное преобразование частоты. Частота принимаемого радиосигнала преобразуется в постоянную для данного приемника п р о м е ж у т о ч н у ю ч а с т о т у, а эта последняя в процессе детектирования преобразуется в звуковую частоту первичного сигнала. В соответствии с этим структурная схема супергетеродина (рис. 12.5) содержит входные цепи *ВЦ*, усилительные каскады высокой частоты *УВЧ*, преобразователь частоты *ПЧ*, усилительные каскады промежуточной частоты *УПЧ*, детектор *Д* и усилитель низкой частоты *УНЧ* с выходным каскадом *ВК*. Перестройке подвергаются входные цепи, усилитель высокой частоты и гетеродин преобразователя частоты, причем настройка также должна быть сопряженной. Появившееся на заре ламповой радиотехники название «супергетеродин» должно было отразить тот факт, что в результате первого преобразования частота получалась не звуковой, а сверхзвуковой (суперзвуковой, т. е. радиочастотой).

Постоянная настройка каскадов усиления промежуточной частоты дает возможность применять в них совершенные фильтры, обеспечивающие высокую избирательность. Кроме того, усиление в трех различных областях частот позволяет достигнуть высокой чувствительности без угрозы самовозбуждения приемника. Эти свойства сделали супергетеродин, в сущности, основным типом схемы, находящим реализацию в промышленности. В супергетеродинах профессионального типа могут применяться два и даже три каскада преобразования частоты, но в радиовещательных приемниках структурная схема обычно соответствует рис. 12.5.

По типу активных приборов приемники могут быть л а м п о в ы е и т р а н з и с т о р н ы е. До последнего времени считалось, что ламповый приемник может достигнуть более высоких показателей, нежели транзисторный. Однако развитие техники полупроводниковых приборов опровергает такое представление. Вместе с тем транзисторная аппаратура экономична по питанию и миниатюрна.

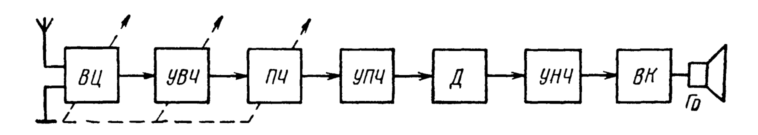


Рис. 12.5. Структурная схема супергетеродинного приемника

12.2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНИКОВ

В составе приемника (см. рис. 12.4, 12.5) имеются структурные блоки, уже изученные нами в гл. 9; это — усилительные каскады низкой частоты. Однако остальные блоки (входные цепи, усилители высокой и промежуточной частоты, преобразователь частоты, детекторный каскад) требуют специального пояснения, которым мы и займемся. Кроме того, в состав приемника могут входить дополнительные устройства, улучшающие те или иные качества приемника (например, автоматические или ручные регуляторы, визуальные указатели настройки и др.), тоже требующие описания, так как только после этого мы сможем рассматривать схемы приемников в целом. Начнем изучение структурных блоков с входных цепей приемника.

Входное устройство приемника служит переходным звеном от приемной антенны к первому каскаду. Во входном устройстве на простейшей схеме (см. рис. 12.1) в антенну включались элементы настройки на частоту сигнала. Однако приемник должен работать от антенн с различными размерами и параметрами (наружные, комнатные, автомобильные и др.). Естественно, что настройка любой антенны, сопряженная с настройками каскадов резонансного усиления, неосуществима. Поэтому антенная цепь не перестраивается; в нее включается катушка (иногда катушка и конденсатор), устанавливающая в цепи антенны частоту, которая лежит вне принимаемого поддиапазона. Ненастроенная антенна связывается с замкнутым колебательным контуром, который составляет схему входного устройства приемника, и настраивается на частоту принимаемого сигнала сопряженно с каскадами резонансного усиления. С зажимов этого контура колебания радиосигнала воздействуют на вход первого усилительного каскада. При смене поддиапазона катушка резонансного контура сменяется одновременно с катушкой цепи антенны; сменяются также подстроечные конденсаторы контура, если они включены в схему.

Связь антенной цепи с замкнутым контуром может быть индуктивной или непосредственной. Принципиальная схема входного устройства с индуктивной связью дана на рис. 12.6. Здесь, в случае лампового приемника, входной каскад которого работает практически без потерь энергии в цепи управляющей сетки, напряжение сигнала U_m снимается полностью с зажимов кон-

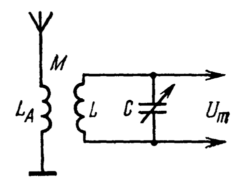


Рис. 12.6. Индуктивная связь контура с антенной

денсатора контура C. Для оценки эффективности работы входного устройства вводится показатель, называемый коэффициентом передачи K входного устройства. Он представляет собой отношение напряжения U_m, снимаемого с контура, к ЭДС ε_m, наводимой сигналом в антенне:

$$K = U_m/\varepsilon_m. \qquad (12.1)$$

Электродвижущая сила, наводимая сигналом в простейшей приемной антенне, равна произведению амплитуды напряженности электрического поля E_m приходящих волн на действующую высоту антенны $h_д$:

$$\varepsilon_m = E_m h_д. \qquad (12.2)$$

Так, например, если напряженность поля волны $E_m = 100$ мкВ/м, а действующая высота комнатной антенны $h_д = 2$ м, то ЭДС $\varepsilon_m = 100 \cdot 2 = 200$ мкВ. Если при этом с зажимов резонансного контура снимается напряжение $U_m = 1$ мВ $= 1000$ мкВ, то коэффициент передачи напряжения входной цепью $U_m/\varepsilon_m = 1000/200 = 5$.

Коэффициент передачи напряжения определяется параметрами схемы. Для случая ненастроенной антенны с индуктивной связью этот коэффициент можно определить, воспользовавшись теорией связанных систем, приведенной в гл. 3. Будем считать, что на волнах радиовещательного диапазона входное сопротивление самой антенны, полученное из формулы (6.10), на частоте ω сигнала имеет емкостный характер $X_А = 1/\omega C_А$. Полное реактивное сопротивление цепи антенны окажется $\omega L_А - 1/\omega C_А$, где $L_А$ — индуктивность, включенная в антенну и связывающая ее с замкнутым контуром LC.

Если пренебречь активным сопротивлением цепи антенны по сравнению с реактивным и выразить ток в антенне, разделив ЭДС антенны ε_m на ее сопротивление, то можно найти ЭДС, наводимую сигналом в замкнутом контуре:

$$\varepsilon_{\text{к}m} = I_{\text{А}m}\,\omega M \approx \frac{\varepsilon_m\,\omega M}{\omega L_{\text{А}} - 1/\omega C_{\text{А}}} = \varepsilon_m \frac{M}{L_{\text{А}}(1 - 1/\omega^2 L_{\text{А}} C_{\text{А}})}.$$

Из теории резонанса [см. (2.46)] известно, что напряжение, снимаемое с конденсатора замкнутого контура при последовательном резонансе, оказывается в $Q_{\text{э}}$ раз больше, чем ЭДС в этом же контуре, т. е. $U_{m0} = \varepsilon_{\text{к}m} Q_{\text{э}}$. Здесь $Q_{\text{э}}$ — добротность резонансного контура LC, вычисленная с учетом потерь, вносимых связью с антенной и подключением усилительного прибора первого каскада. Называя величину $1/\sqrt{L_{\text{А}}C_{\text{А}}}$ собственной частотой $\omega_{\text{А}}$ цепи антенны, находим для резонансного коэффициента передачи напряжения входного устройства следующее выражение:

$$K_0 = \frac{U_{m0}}{\varepsilon_m} = \frac{M}{L_{\text{А}}(1 - \omega^2_{\text{А}}/\omega^2_0)} Q_{\text{э}}, \tag{12.3}$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — собственная частота замкнутого контура, равная при резонансе частоте сигнала.

Для того чтобы связь с антенной не изменяла слишком сильно параметров замкнутого контура, коэффициент взаимоиндукции выбирают достаточно малым, и коэффициент передачи обычно бывает меньше 10. Следует помнить, что здесь напряжение повышается (трансформируется) за счет резонанса, но усиление мощности отсутствует, так как входное устройство не содержит активного прибора.

Резонансной характеристикой входного устройства (см. гл. 2) будет кривая, построенная в соответствии с приближенным уравнением (2.50) и выраженная формулой

$$y = \frac{U_m}{U_{m0}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2_{\text{э}}(2\,\Delta\,\omega/\omega_0)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2_{\text{э}}(2\,\Delta f/f_0)^2}}. \tag{12.4}$$

Здесь $\Delta f = f - f_0$ — расстройка, т. е. разница между частотами сигнала и контура. Для оценки избирательности входного устройства можно сравнить его резонансную характеристику с идеальной (см. рис. 12.2). Полоса пропускания, т. е. полоса частот, в пределах которой должен размещаться спектр радиосигнала (см. рис. 11.4), согласно формуле (2.51) будет составлять

$$2\,\Delta f_{0,7} = \Pi = f_0/Q_{\text{э}}. \tag{12.5}$$

Так, если добротность высококачественного контура равна 100, то полоса пропускания окажется 1 % от несущей частоты сигнала. Границами полосы пропускания при этом являются ординаты, составляющие $1/\sqrt{2} = 0{,}7$ от резонансной ординаты характеристики.

Идеальная форма резонансной характеристики полностью подавляет помехи, которые имеют частоты вне полосы пропускания. Иначе говоря, полоса помех равна полосе пропускания. Реальный же контур подвергается действию мешающих передатчиков и вне своей полосы пропускания. Можно условиться считать опасной полосой помех участок частот характеристики между ординатами, составляющими 0,1 от резонансной ординаты. Беря в формуле (12.4) величину $y = 0{,}1$ и решая относительно $2\Delta f$, получаем приближенно

$$2\,\Delta f_{0,1} \approx 10\, f_0/Q_{\text{э}}.$$

Важным показателем качества входного устройства является неравномерность передачи в диапазоне частот (т. е. при перестройках контура). Схема с индуктивной связью может оцениваться в этом отношении формулой (12.3). Величины M и $L_{\text{А}}$ при перестройках контура не меняются. Добротность $Q_{\text{э}}$ с некоторым приближением тоже может при перестройках переменным конденсатором считаться неизменной ($Q = \omega_0 L/r$), так как с увеличением частоты ω_0 возрастает и сопротивление r потерь внутри контура. Следовательно, неравномерность коэффициента передачи в формуле (12.3) определится отношением $\omega_{\text{А}}/\omega_0$. Выгодно иметь $\omega_{\text{А}} < \omega_{0\,\text{мин}}$, т. е. настраивать цепь антенны выбором катушки $L_{\text{А}}$ на частоту, лежащую ниже самой низкой из частот диапазона. Действительно, если $(\omega_{\text{А}}/\omega_0)^2 < 1$, то перестройки, т. е. изменения ω_0, мало повлияют на значение K_0. Неравномерность передачи по диапазону окажется незначительной, причем коэффициент передачи будет несколько уменьшаться с ростом частоты.

Что касается полосы пропускания П входного устройства, то она будет расти пропорционально росту частоты ω_0; это очевидно из формулы (12.5). Диапазонные свойства входных цепей с

индуктивной связью при $\omega_A < \omega_{омин}$ иллюстрируются графиком на рис. 12.7, где условно показаны абсолютные значения коэффициента передачи для трех точек

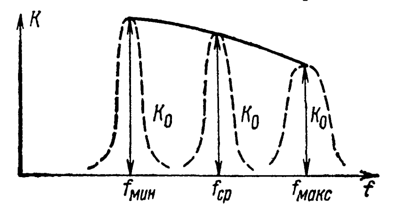


Рис. 12.7. Условное представление днапазонных свойств входного устройства с индуктивной связью

диапазона. Уменьшение передачи в сторону высоких частот очень выгодно в тех случаях, когда последующие усилительные каскады при увеличении частоты повышают усиление.

На рис. 12.8 изображена та же схема с индуктивной связью ненастроенной

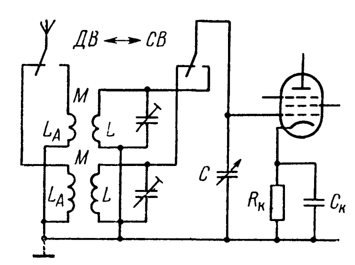


Рис. 12.8. Вход лампового приемника с индуктивной связью на два поддиапазона

антенны и резонансного контура, но на два поддиапазона ДВ и СВ, с соответствующим «спаренным» переключателем и с подстроечными конденсаторами. Смещающее напряжение с нижнего конца резистора $R_к$ подается на сетку лампы через катушку L.

Более простой разновидностью входного устройства в ламповых приемниках является схема подключения антенны к контуру через малую «развязывающую» емкость C_A (рис. 12.9,*а*). Включение малой емкости связи C_A резко ослабляет влияние антенны на настройку контура и не нарушает сопряжения его настройки с настройкой других каскадов с помощью общего блока конденсаторов переменной емкости. Коэффициент передачи напряжения уменьшается с уменьшением емкости C_A и обычно тоже не превышает нескольких единиц.

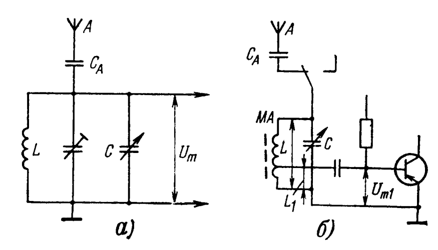


Рис. 12.9. Разновидности входных устройств:
а — с емкостной связью антенны; *б* — «магнитная» и внешняя антенны транзисторного приемника

Иначе приходится выполнять входное устройство в транзисторном приемнике, где входное сопротивление первого каскада мало по сравнению с сопротивлением входа лампы. Для того чтобы шунтирующее действие входной цепи транзистора не снизило слишком резко эквивалентную добротность $Q_э$ контура LC, связь с цепью базы осуществляется с понижающей автотрансформацией (рис. 12.9,*б*) или трансформацией.

На рис. 12.9,*б* показана емкостная связь наружной антенны А с контуром LC. Однако здесь же видна возможность отключения внешней антенны и применения катушки L в качестве магнитной антенны (МА).

Магнитная (ферритовая) антенна, удобная своим расположением внутри приемника, является разновидностью рамочной антенны (см. гл. 6). Она представляет собой катушку, намотанную на ферритовый сердечник. Благодаря высокой магнитной проницаемости последнего магнитное поле приходящих волн создает концентрированный поток в катушке и наводит в ней заметную ЭДС даже при малых ее размерах. Такая антенна подобно рамочной обладает направленностью приема, максимум получается при расположении сердечника вдоль магнитных линий (перпендикулярно лучу) приходящих волн. Естественно, что магнитная антенна должна размещаться вне экрана, который может охватывать высокочастотные блоки приемника. Направленные свойства магнитной антенны реализуются либо вращением антенны внутри приемника, либо поворотом самого приемника.

Подключение транзистора к контуру магнитной антенны оценивается количественно коэффициентом автотрансформации (коэффициентом включения) $p=$

$=U_{m1}/U_m \approx L_1/L$, где L — полная индуктивность контура; U_{m1} — выходное напряжение; U_m — напряжение на катушке L, а L_1 — индуктивность той части витков, к которой присоединен транзистор. При индуктивной же связи $p \approx \approx M/L$, где M — коэффициент взаимоиндукции катушки связи с катушкой контура. Чем больше M, тем большее добавочное сопротивление вносит вход транзистора в контур антенны, т. е. снижает добротность контура.

На высшей частоте диапазона допускается ухудшение добротности не более чем вдвое; можно принять $Q_э \approx \approx 0,7Q_к$, где $Q_к$ — собственная добротность контура. Вспомним, что из формулы (2.73) активная резонансная проводимость контура, представленная параллельной ветвью

$$G_к = \frac{1}{r_{э.рез}} = \frac{r_к}{\rho^2} = \frac{1}{Q_к \rho} . \qquad (12.6)$$

Входную проводимость транзистора можно по принципу трансформации перечислить («привести») в контур также в виде добавочной параллельной ветви ΔG:

$$\Delta G = p^2 G_{вх}, \qquad (12.7)$$

где $G_{вх}$ — входная проводимость транзисторного каскада на частоте принимаемого сигнала. Суммарная проводимость определит собой эквивалентную добротность контура

$$G_к + p^2 G_{вх} = 1/Q_э \rho \approx 1/0,7\, Q_к \rho. \qquad (12.8)$$

Из этого соотношения можно найти коэффициент трансформации.

Пусть, например, на высшей частоте сигнала $\rho = \omega L = 300$ Ом, а собственная добротность $Q_к = 33$. При этих данных собственная активная параллельная проводимость антенного контура окажется: $G_к = 1/Q_к\rho = 1/33 \cdot 300 \approx 10^{-4}$ См (т. е. $R_к = 10\,000$ Ом). Пусть входная проводимость транзисторного каскада $G_{вх} = =10^{-3}$ См (т. е. $R_{вх} = 1000$ Ом). Тогда подстановка чисел в формулу (12.8) дает

$$10^{-4} + p^2\, 10^{-3} \approx \frac{1}{0,7 \cdot 33 \cdot 300} ,$$

откуда

$$p \approx L_1/L \approx w_1/w = \sqrt{0,04} = 0,2,$$

т. е. отвод следует делать от числа витков w_1, составляющего примерно одну пятую часть общего числа витков w.

Для магнитной антенны коэффициент передачи напряжения

$$K_0 = U_{m1}/E\, h_д = Q_э\, p.$$

В нашем примере $K_0 = 0,7 \cdot 33 \cdot 0,2 \approx \approx 4,6$. Отсюда видно, насколько заметно снижается коэффициент передачи напряжения на входе к транзистору по сравнению с коэффициентом передачи самого контура, который был бы $K_0 = Q_э = 33$.

В приемниках УКВ даже ламповый первый каскад имеет сравнительно низкое входное сопротивление вследствие потерь в стекле, электродах и вводных соединениях лампы. Поэтому подключение лампы к контуру выполняется автотрансформаторное; коаксиальный фидер антенны тоже присоединяется к контуру автотрансформаторно (рис. 12.10). Колебательный контур выступает здесь не только в роли избирательной настраиваемой системы, но и в роли трансформатора, согласующего волновое сопротивление фидера с входным сопротивлением лампы. Здесь, как и во входном устройстве транзисторного приемника, уместно говорить о коэффициенте передачи мощности от антенны ко входу первого каскада. Этот коэффициент всегда меньше единицы, так как входное устройство не содержит активных элементов.

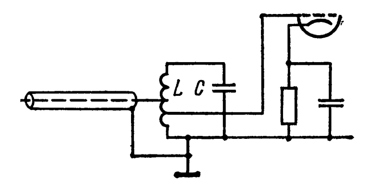


Рис. 12.10. Пример входного устройства приемника УКВ

12.3. УСИЛИТЕЛИ КОЛЕБАНИЙ РАДИОЧАСТОТ

Каскады усиления сигналов высокой частоты включаются между антенной и детектором. Их задача — повысить мощность (а значит, напряжение или ток) радиосигнала до значения, успешно преобразуемого детектором в сигнал первичной формы. Укажем, что практически с зажимов антенных цепей на вход первого каскада снимается напряжение порядка десятков или сотен микровольт, а для воздействия на детектор необходимо напряжение около

одного и даже нескольких вольт. Следовательно, по напряжению высокой частоты требуется усиление в десятки тысяч раз (а по мощности во много миллионов раз).

Обычно в современных радиовещательных приемниках (см. рис. 12.5), это большое усиление распределяется между двумя областями частот: высокой и промежуточной. Усилители первой области должны настраиваться каждый раз на частоту той или иной принимаемой радиостанции. Поэтому более точно такие усилители следует называть усилителями на частоте приходящего сигнала. Но условимся называть их усилителями высокой частоты.

Колебания любого радиосигнала после усиления подвергаются преобразованию из высокой частоты в промежуточную, которая для данного приемника вполне определенна и также лежит в диапазоне радиочастот. Далее происходит усиление на этой промежуточной частоте. Каскады усиления на промежуточной частоте в принципе сходны с каскадами усиления на частоте приходящего сигнала, но они не требуют перестройки, а потому могут быть конструктивно более простыми, а электрически более совершенными. Мы будем считать усилители промежуточной частоты отдельным видом усилителей. Подчеркнем, что рассмотренные нами усилители низкой частоты могут иметь и самостоятельное применение, тогда как усилители высокой и промежуточной частоты применяются только в составе радиоприемников.

Радиосигнал представляет собой колебание высокой частоты, модулируемое управляющим (первичным) сигналом. При наличии модуляции сигнал перестает быть «монохроматичным», т. е. одночастотным. Модуляция создает дополнительные колебания, которые в простейшем случае располагаются на оси частот справа и слева от основного колебания, образуя спектр радиосигнала (рис. 12.11).

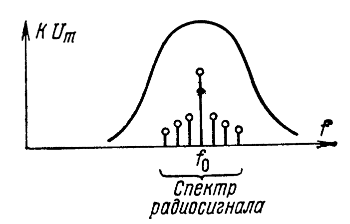


Рис. 12.11. Радиосигналы в полосе пропускания усилителя высокой частоты

Для приема такого сигнала выгодно применять усилитель, обладающий свойствами избирательности, т. е. способный разместить спектр радиосигнала в пределах своей полосы пропускания и подавить помехи на частотах, лежащих вне этой полосы.

Свойства избирательности достигаются тем, что в каскаде усиления по высокой частоте нагрузочным элементом выходной цепи служит диапазонный резонансный контур. Как правило, контур настраивается конденсатором переменной емкости и лишь сравнительно редко перестройка осуществляется изменением индуктивности или одновременным изменением индуктивности и емкости.

Каскады резонансного усиления высокой частоты выполняются в ламповых приемниках обычно на пентодах, и только в диапазоне УКВ встречается применение специальных триодов. Пентоды выгодны своим большим внутренним сопротивлением, малым значением емкости анод—управляющая сетка (см. гл. 8) и другими свойствами. Схема **резонансного каскада на пентоде** (вместе с входом следующего каскада) изображена на рис. 12.12,*а*.

Детали, входящие в схему каскада, имеют следующее назначение. Напряжение смещения подается на управляющую сетку с резистора $R_к$ (сотни ом), шунтируемого конденсатором $C_к$ (около 0,1 мкФ). Следует отметить, что обеспечить в резонансном усилителе работу лампы на линейном участке характеристики без тока управляющей сетки проще, чем в оконечном каскаде усиления низкой частоты, так как здесь амплитуды усиливаемых колебаний сравнительно малы. Питание экранирующей сетки осуществлено через «гасящий» резистор $R_{с2}$ (около сотен килоом), блокируемый по высокой частоте конденсатором $C_{с2}$ (примерно 0,01—0,1 мкФ).

В анодную цепь лампы включен «параллельный» контур (см. гл. 2), образованный катушкой индуктивности L (иногда с сердечником из магнитодиэлектрика) и конденсатором переменной емкости (один из конденсаторов в составе «блока» конденсаторов из общей оси). Параметры L и C определяются диапазоном частот приемника. Обычно диапазон охватывается несколькими поддиапазонами (переход с одного поддиапазона на другой осуществляется включением различных катушек L).

Для того чтобы устранить влияние емкости между рукой оператора и пластинами конденсатора на настройку контура, ротор конденсатора обязательно

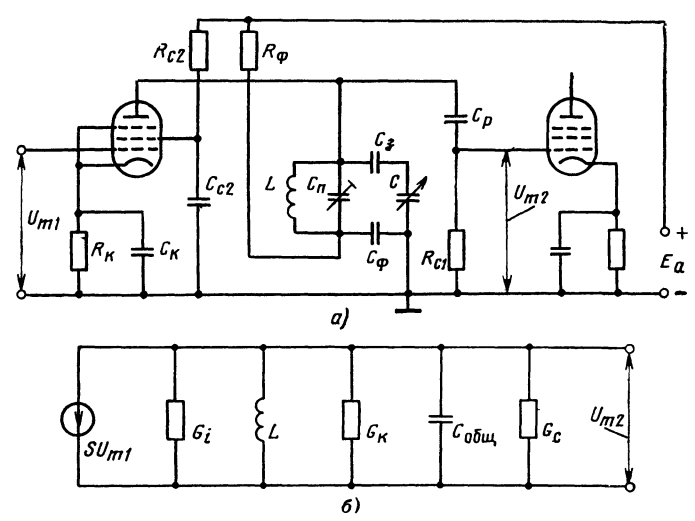


Рис. 12.12. Резонансный усилительный каскад с полным включением контура в цепь анода:
а — электрическая схема; *б* — эквивалентная схема

присоединяют к металлическому корпусу приемника. Но при случайном замыкании статорных пластин на роторные произойдет короткое замыкание «плюса» анодного источника питания на «минус» через катушку L. Во избежание этого в контур включают большой (десятки тысяч пикофарад) последовательный защитный конденсатор $C_з$. Чтобы исключить ОС последующих каскадов с предыдущими через внутреннее сопротивление источника питания, в каскадах ставятся известные нам фильтры развязки в составе конденсатора $C_ф$ (десятки тысяч пикофарад) и резистора $R_ф$ (килоомы). Емкости $C_з$ и $C_ф$ столь велики в сравнении с емкостью контура C, что их последовательное включение на частоту контура влияет незначительно. Обычно к катушке L параллельно подключается подстроечный конденсатор $C_п$, сменяемый вместе с катушкой. Результирующая емкость контура, которая определяет резонансную частоту, равна

$$C_{общ} = \frac{CC_ф C_з}{CC_ф + CC_з + C_ф C_з} + C_п + C_{cx},$$

где C_{cx} — межвитковая емкость катушки вместе с выходной емкостью данной лампы, входной емкостью следующего каскада и емкостью между соединительными проводами.

Напряжение высокой частоты, возникающее на контуре при действии радиосигнала, подается на сетку следующей лампы через разделительный конденсатор $C_р$, имеющий емкость порядка сотен пикофарад и хорошую изоляцию между обкладками. Для подачи отрицательного смещения на управляющую сетку следующей лампы она соединяется с катодным сопротивлением через сеточный резистор R_c (сотни килоом). Таков примерный состав резонансного усилительного каскада на пентоде с полным (прямым) включением колебательного контура в анодную цепь.

Исследуем этот каскад, т. е. определим его усиление, полосу пропускания и неравномерность его показателей в диапазоне перестройки. С этой целью изобразим (рис. 12.2,*б*) его эквивалентную схему. Здесь $C_{общ}$ — результирующая емкость, указанная выше; $G_i = 1/R_i$ — выходная проводимость пентода; $G_к = 1/Q_к\rho$ — активная параллельная проводимость контура («проводимость потерь»); L — индуктивность контура; $G_c = 1/R_c$ — проводимость сеточной утечки; SU_{m1} — генератор тока сигнала в цепи анода; U_{m2} — усиленное напряжение. Малым сопротивлением конденсатора $C_р$ на радиочастотах пренебрегаем, считая его для переменного тока коротким замыканием.

При настройке контура на частоту сигнала проводимости индуктивной и емкостной ветвей взаимно компенсируются (резонанс токов, см. гл. 2), и тог-

да генератор тока питает суммарную активную проводимость, создавая на ней выходное напряжение

$$U_{m2}=\frac{SU_{m1}}{G_i+G_к+G_c}=\frac{SU_m}{G_{общ}}.$$

Коэффициент усиления напряжения каскада при резонансе

$$K_0=U_{m2}/U_{m1}=S/G_{общ}. \qquad (12.9)$$

Пусть, например, $S=10$ мСм; $G_{общ}\approx\approx G_к=0,25$ мСм (т. е. 4 кОм). Тогда $K_0=S/G_{общ}=10/0,25=40$ раз.

При отходе от резонанса появляется реактивная ветвь проводимости (либо емкостная, либо индуктивная), общая проводимость растет и коэффициент усиления падает. Именно такая зависимость и была показана на рис. 12.11; ее назовем резонансной характеристикой каскада.

Чем определяется оптимальный коэффициент усиления K_0? При данной лампе решающую роль играет добротность контура $Q_к$, обратная резонансной проводимости ($Q_к=1/G_к\rho$). Повышать усиление можно выбором контура с высокой добротностью. Однако на этом пути имеются ограничения. Во-первых, получить добротность замкнутого контура $Q_к$ в приемнике свыше 100 практически трудно. Во-вторых, при малой проводимости $G_к$ будет сказываться шунтирующее действие проводимостей G_i и G_c, которое ограничит рост усиления. В-третьих, при высокой добротности контура на ДВ может оказаться слишком узкой полоса пропускания, о чем мы скажем далее. Наконец, благодаря наличию ОС через емкость анод—сетка работа каскада может быть неустойчивой, т. е. может возникнуть самовозбуждение. Анализ этого вопроса показывает, что устойчивое усиление резонансного каскада ограничено значением

$$K_{0\,пред}\approx 0,5\sqrt{S/\omega C_{а.с}}.$$

Так, если крутизна $S=5\cdot10^{-3}$ См; $\omega=2\pi f=5\cdot10^7$ и для пентода $C_{а.с}=0,01$ пФ$=1\cdot10^{-14}$ Ф, то $K_{0\,пред}=50$ раз. Практически усиление каскада исчисляется на волнах радиовещательных диапазонов единицами и десятками, реже — сотнями.

Переходим к вопросу об избирательности каскада. В первую очередь определим его полосу пропускания, для чего найдем эквивалентную добротность каскада в целом:

$$Q_э=\frac{1}{G_{общ}\,\rho}=\frac{1}{(G_к+G_i+G_c)\,\rho}.$$

Когда проводимости G_i и G_c малы в сравнении с резонансной параллельной проводимостью контура, тогда $Q_э\approx Q_к$. Полоса пропускания

$$П=f_0/Q_э=f_0\,G_{общ}\,\rho. \qquad (12.10)$$

Все сказанное подтверждает достоинства пентода для усиления радиосигнала.

Если взять каскад с добротностью $Q_э=80$, то на частоте $f_0=70$ кГц (т. е. при длине волны $\lambda=3750$ м) полоса пропускания $П=f_0/Q_э=1000$ Гц. Такая полоса совершенно непригодна для радиотелефонного приема. И действительно, на волнах свыше 2000 м радиотелефонная передача вовсе не применяется. Если же при той же добротности контура частота $f_0=800$ кГц (т. е. $\lambda=375$ м), то полоса $П=10\,000$ Гц, что вполне нормально для радиовещательного приема. Наконец, если перейти в диапазон КВ и взять частоту сигнала $f_0=8$ МГц (т. е. $\lambda=37,5$ м), то полоса пропускания $П=100\,000$ Гц, что явно избыточно для радиотелефонии и приносит ущерб избирательности приемника.

Значит, на ДВ приходится иногда умышленно расширять полосу пропускания по сравнению с достижимым значением. На КВ полоса пропускания всегда получается более широкой, чем это необходимо по соображениям избирательности радиотелефонного приема. Именно такие свойства резонансных систем и резонансных усилителей и приводят к целесообразности супергетеродинного метода приема, т. е. приема с преобразованием частоты любого сигнала в промежуточную частоту, которая позволяет обеспечить требуемую ширину полосы при нормальной добротности контуров усилителей. Обычно для радиотелефонии промежуточная частота составляет 465 кГц (т. е. $\lambda\approx645$ м). Для приема художественного вещания с ЧМ и для телевизионного приема спектры сигналов значительно шире, а потому и выбор промежуточной частоты производится в других диапазонах.

Оценивая неравномерности усиления в диапазоне при перестройке контура конденсатором переменной емкости, вернемся к формуле (12.9) и положим приближенно $G_{общ}\approx G_к=1/Q_к\rho$; тогда можно написать

$$K_0\approx SQ_к\,\omega_0\,L. \qquad (12.11)$$

При перестройках можно считать изменяющейся лишь частоту ω_0. Следовательно, усиление растет в диапазоне пропорционально частоте. При переходе на поддиапазон более ко-

ротких волн L переключается на меньшую катушку, а тем самым снижается и средний уровень усиления. Эти свойства отражены на рис. 12.13, где представлена зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты настройки приемника для двух поддиапазонов. Конечно, приемник оценивается по усилению в наихудшей точке, а потому существенная неравномерность внутри поддиапазона и при смене поддиапазонов вредна.

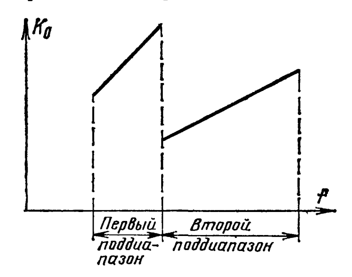


Рис. 12.13. Неравномерность усиления в поддиапазонах

Неравномерность усиления можно компенсировать обратной неравномерностью коэффициента передачи входного устройства (см. рис. 12.7). Однако выравнивать общее усиление нескольких каскадов ($K_{общ}=K_{01}K_{02}...$) можно, применяя разные схемы каскадов. Одновременно многокаскадная схема повышает селективность.

На рис. 12.14 дана для примера схема двухкаскадного резонансного усилителя, пригодного для СВ. В отличие от схемы на рис. 12.12 здесь мы видим индуктивные связи между колебательными контурами и анодными цепями ламп. При этом конденсаторы $C_р$ и резисторы $R_с$ не нужны. Настройка контуров обоих каскадов сопряжена посадкой роторов их конденсаторов переменной емкости на общую ось (показано штриховой линией). Для уточнения настройки включены параллельные подстроечные конденсаторы $C_п$.

В анодную цепь первого каскада помещена лишь катушка связи $L_{св}$, имеющая с катушкой контура L коэффициент взаимоиндукции M. Называя коэффициентом трансформации отношение $m=M/L$, можно получить для коэффициента усиления такого каскада формулу

$$K_0 \approx S\, m\, Q_к\, \omega L. \qquad (12.12)$$

Практически $m<1$, поэтому усиление уменьшается по сравнению с усилением, определяемым формулой (12.11). Уменьшение усиления может потребоваться: во-первых, для выравнивания среднего значения K_0 между поддиапазонами; во-вторых, для достижения устойчивой работы усилителя; в-третьих, для ослабления шунтирующего влияния выходной проводимости лампы на резонансный контур.

Второй каскад отличается от первого включением конденсатора $C_а$ параллельно анодной катушке $L_а$. Этот конденсатор настраивает анодную цепь на частоту $\omega_а<\omega_{0\,мин}$ и, подобно входному устройству с индуктивной связью, выравнивает усиление внутри поддиапазона (см. рис. 12.7).

Обратимся к транзисторным резонансным усилителям. Высокочастотные транзисторы характеризуются большой граничной частотой и малой внутренней проводимостью ОС. Для резонансных каскадов основной является схема с ОЭ.

На рис. 12.15 показаны два варианта резонансных каскадов. Первый из них (рис. 12.15,*а*) имеет автотрансформаторные подключения коллектора и выхода к колебательному контуру LC с коэффициентами трансформации m_1 и m_2 соот-

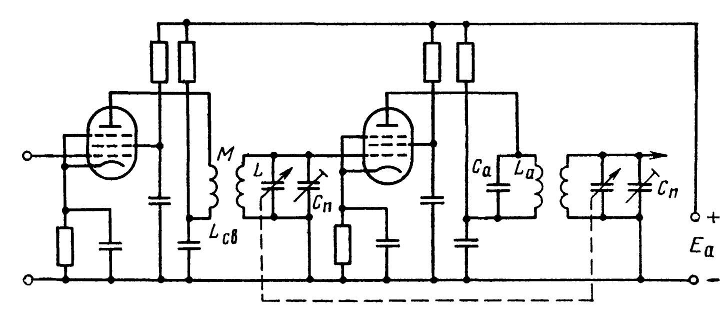


Рис. 12.14. Пример двухкаскадного резонансного усилителя на пентодах

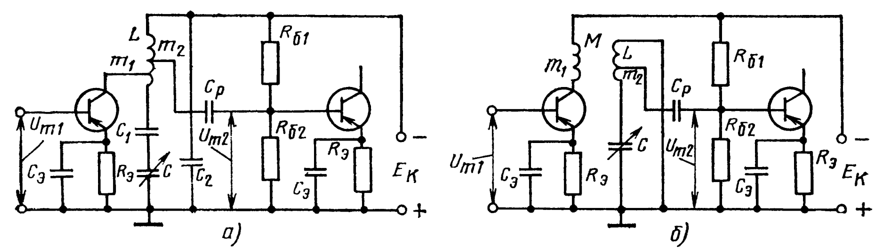


Рис. 12.15. Схемы транзисторных резонансных усилительных каскадов: *а* — с двойным автотрансформаторным включением контура; *б* — с индуктивной связью контура в цепи коллектора и автотрансформаторным включением следующего каскада

ветственно. Такие подключения совершенно необходимы, если учесть, что выходная проводимость данного транзистора и входная проводимость следующего весьма значительны; при полном включении контура эти проводимости зашунтировали бы его до потери избирательности. Контур состоит из катушки L (с отводами m_1 и m_2), конденсатора переменной емкости C и последовательных сравнительно больших конденсаторов C_1 и C_2, причем C_1 защищает катушку на случай замыкания пластин конденсатора C. Остальные детали схемы известны из гл. 9 (конечно, разделительная емкость $C_р$ требуется значительно меньшей, чем в усилителях низкой частоты). Второй вариант каскада (рис. 12.15,*б*) имеет индуктивную связь цепи коллектора с контуром (т. е. $m_1 \approx M/L$) и автотрансформаторный выход ($m_2 \approx L_2/L$, где L_2 — индуктивность витков между зажимом базы и корпусом). Здесь отпадает необходимость в конденсаторах C_1 и C_2, поскольку контур не соединен с источником питания.

Пользуясь изложенными выше сведениями о пересчете элементов схемы к зажимам контура [см. формулу (12.8)], произведем такой пересчет и изобразим получающуюся в результате этого эквивалентную схему (рис. 12.16). В ней ток генератора сигнала SU_{m1}, перечисленный к полным зажимам контура, должен быть умножен на m_1, чтобы мощность питания осталась неизменной; выходное напряжение U_{m2}, перечисляемое к зажимам контура, следует разделить на m_2, учитывая понижающую трансформацию напряжения на выходе. Проводимости же при полном подключении к контуру должны умножаться на $m^2{}_1$ и $m^2{}_2$ соответственно. Выходную активную проводимость считаем равной g_{22}, а за входную проводимость следующего каскада приближенно принимаем g_{11}. Индуктивная проводимость и все емкостные ветви схемы при параллельном резонансе взаимно компенсируются. Полагая для схемы на рис. 12.16 условие резонанса на частоте сигнала выполненным, мы совсем не показываем реактивных ветвей.

Исследуем усиление и избирательность каскада. Для эквивалентной схемы усиление, очевидно, составит по общему правилу:

$$K_{0\,экв} = \frac{S}{G_{общ}} = \frac{S}{m^2{}_1 g_{22} + G_к + m^2{}_2 g_{11}} = \frac{U_{m2}}{m_2 m_1 U_{m1}},$$

где $G_к$ — резонансная (активная) параллельная проводимость самого контура ($G_к = 1/Q_к\rho$).

Действительный же коэффициент усиления напряжения каскада

$$K_0 = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = K_{0\,экв}\, m_1\, m_2 = \frac{S}{G_{общ}} m_1\, m_2. \qquad (12.13)$$

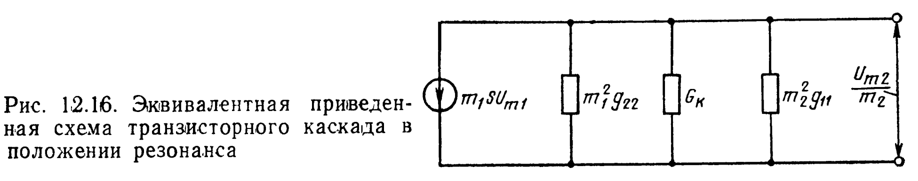


Рис. 12.16. Эквивалентная приведенная схема транзисторного каскада в положении резонанса

Эквивалентную добротность каскада (т. е. контура, шунтируемого пересчитанными проводимостями) найдем на основании формулы (12.6):

$$Q_э = \frac{1}{G_{общ}\,\rho} = \frac{1}{\rho\,(G_к + m^2{}_1\,g_{22} + m^2{}_2\,g_{11})}, \qquad (12.14)$$

а полоса пропускания каскада окажется равной $\Pi = f_0/Q_э$. Неравномерность усиления в диапазоне аналогична неравномерности лампового каскада с полным включением контура.

Как мы знаем, транзисторный каскад более полно оценивается по усилению мощности. В общем виде можно выразить коэффициент усиления мощности формулой

$$K_М = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{U^2{}_{m2}\,g_{вых}}{U^2{}_{m1}\,g_{вх}},$$

где $g_{вых}$ — нагрузочная, а $g_{вх}$ — входная проводимости данного каскада. Если считать проводимость $g_{вых} = g_{вх} = g_{11}$ (т. е. данный каскад принять одинаковым со следующим), то $K_М = K^2{}_0$. Наконец, если пренебречь потерями в самом контуре, т. е. положить $G_к$ равным нулю и согласовать данный каскад с последующим путем выбора коэффициентов трансформации из условия равенства проводимостей генератора и потребителя

$$m^2{}_1\,g_{22} = m^2{}_2\,g_{11}, \qquad (12.15)$$

т. е. выбрать

$$m_1/m_2 = \sqrt{g_{11}/g_{22}},$$

то коэффициент усиления напряжения из формулы (12.13) приобретает вид

$$K_{0\,согл} = \frac{m_1\,m_2\,S}{m^2{}_1\,g_{22} + m^2{}_2\,g_{11}} = \frac{m_1\,m_2}{2\,m^2{}_1\,g_{22}} = \frac{S\,m_2}{2\,m_1\,g_{22}} = \frac{S}{2\sqrt{g_{22}\,g_{11}}}. \qquad (12.16)$$

Усиление мощности при согласовании

$$K_{М\;согл} = K^2{}_{0\;согл} = \frac{S^2}{4\,g_{22}\,g_{11}}. \qquad (12.17)$$

Именно этим, так сказать, идеализированным показателем можно оценивать самый транзистор. Так, если известно, что $g_{22} = 1$ мСм, $g_{11} = 4$ мСм и $S = 30$ мСм, то $K_{М\,согл} = 30^2/4 \cdot 1 \cdot 4 \approx 56$ раз (17,5 дБ).

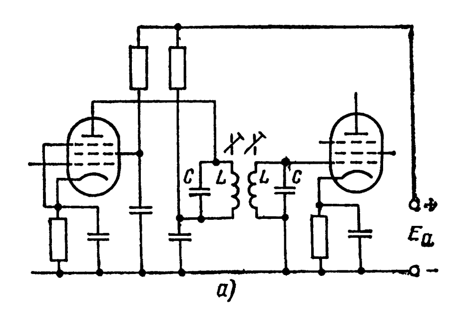
Еще раз напомним, что высокочастотные параметры транзистора отличаются от низкочастотных, причем в справочниках дается зависимость параметров от частоты. Однако если каскад предназначен для усиления на частотах, значительно меньших граничной частоты транзистора, то можно приближенно брать низкочастотные значения параметров, как было сказано, например, в § 9.2.

12.4. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители сигналов промежуточной частоты супергетеродинных приемников также содержат в своих каскадах колебательные системы. Но в отличие от диапазонных каскадов, описанных выше, каскад промежуточной частоты имеет неизменную (фиксированную) настройку контура, и эта настройка определяет значение промежуточной частоты $f_{пр}$, установленной для данного приемника. Как мы уже сказали, для радиовещательных приемников $f_{пр}$ выбирается чаще всего около 465 кГц ($\lambda \approx 645$ м). При фиксированной настройке имеется возможность включать в каждом каскаде не один, а два и больше колебательных контуров, образующих полосовой фильтр. Такие усилители промежуточной частоты называются полосовыми. Они способны обеспечить лучшую избирательность, чем одноконтурные.

На рис. 12.17,*а* изображена ламповая схема каскада усиления промежуточной частоты с двухконтурным фильтром. Первый контур *LC*-фильтра включен непосредственно в анодную цепь, а второй связан с первым индуктивно и подключен к входу следующего каскада. Конструктивно катушки *L* имеют малые размеры и снабжаются сердечниками из магнитодиэлектрика, позволяющими уточнять настройку контуров. Оба контура настроены на одну и ту же промежуточную частоту.

Усиление полосового каскада зависит не только от параметров лампы и контура, но и от степени связи между контурами. При критической связи, т. е. при таком ее значении, когда активное сопротивление, вносимое из второго контура в первый, равно собственному его активному сопротивлению, коэффициент



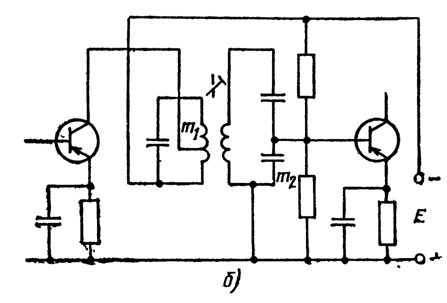


Рис. 12.17. Схемы полосовых усилителей промежуточной частоты: *а* — на пентодах; *б* — на транзисторах

усиления на резонансной частоте будет вдвое меньше, чем для одноконтурного каскада, так как колебательная мощность распределяется поровну между двумя контурами. Исходя из формулы (12.16) напишем

$$K_{0\,крит} \approx \frac{S}{2\,G_{общ}} = \frac{SQ_э\,\omega_0 L}{2}\,. \qquad (12.18)$$

Здесь $Q_э$ — эквивалентная добротность каждого из контуров с учетом шунтирующих влияний ламп, но без учета взаимно вносимых сопротивлений. Эквивалентные добротности приближенно можно считать равными для обоих контуров. Так, например, если эквивалентная резонансная проводимость каждого контура $G_{общ}=0{,}1$мСм, а крутизна лампы $S=4$мСм, то усиление напряжения $K_{0\,крит}=20$. Заметим, что критическое значение коэффициента связи контуров определяется из соотношений $K_{крит}=1/Q$; при $Q_э=50$ $K_{крит}=2$ %.

Говоря об избирательности полосового усилителя, обратимся к рис. 3.6. Там пояснялось, что каждая резонансная характеристика двухконтурной системы имеет более плоскую «вершину» и более крутые «скаты», чем характеристика одиночного контура. В частности, при связи больше критической резонансные кривые являются двугорбыми, а полоса пропускания каскада приблизительно равна разнице между частотами связи, даваемыми в формулах (3.15) и (3.16). Пример двугорбой характеристики дается на рис. 12.18; здесь изображена зависимость относительного значения усиления от расстройки.

Однако двугорбая форма резонансной характеристики не является самой распространенной: она усложняет настройку, а при сильной связи и при многих каскадах может углубиться провал на средней частоте в ущерб усилению несущего колебания сигнала. Чаще всего

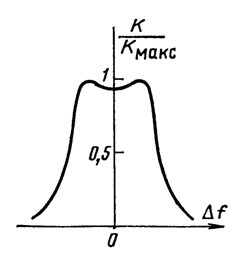


Рис. 12.18. Частотная характеристика каскада полосового усиления

выбирается критическая связь (или близкое к ней значение). Полоса пропускания каскада при критической связи контуров

$$П_{крит} = \sqrt{2}\,f_0/Q_э, \qquad (12.19)$$

т. е. в 1,41 раза больше, чем для одиночного контура той же добротности. Коэффициент же прямоугольности характеристики такого каскада $П_{крит}/2\Delta f_{0,1\,крит} \approx 0{,}32$ (или 32 %). Таково главное достоинство полосового каскада. При современных лампах с большой крутизной желаемое усиление достигается небольшим числом каскадов промежуточной частоты (в радиовещательных приемниках — один, два, реже три каскада).

На рис. 12.17,*б* показана транзисторная схема каскада усиления промежуточной частоты с двухконтурным фильтром. Характерно то, что для сохранения высокой добротности контуров приходится ослаблять их шунтирование выходной и входной проводимостями каскадов, применяя неполное включение контуров (коэффициенты включения m_1 и m_2).

Усиление каскада при критической связи контуров по аналогии с формулами (12.13) и (12.18)

$$K_{0\,\text{крит}} = \frac{S}{2\,G_{\text{общ}}}\,m_1 m_2 = \frac{SQ_э\,\omega_0\,L\,m_1 m_2}{2}. \qquad (12.20)$$

Значения m_1 и m_2 выбирают по допустимому ухудшению добротностей в сравнении с добротностями самих контуров, как было показано, например, в формуле (12.8).

Полоса пропускания транзисторного каскада при критической связи контуров выразится формулой для лампового каскада (12.19), и избирательность будет аналогичной. При выборе типа транзистора для полосового каскада можно считать одним из показателей идеализированный коэффициент усиления мощности $K_{М\,согл}$, приведенный в формуле (12.17). Этот показатель для двухконтурного каскада оказывается таким же, как и для одноконтурного, потому что мы пренебрегаем здесь потерями в самих контурах. Помимо описанных выше каскадов с фильтрами, которые имеют индуктивную связь контуров, встречаются каскады с фильтрами, имеющими связь через «внешнюю» емкость (рис. 12.19). В этом случае можно подстраивать каждый контур сердечником на нужную частоту, а связь — емкостью C (обычно несколько пикофарад).

Для транзисторных усилителей (особенно для тех, транзисторы которых имеют граничную частоту, незначительно превышающую промежуточную) иногда применяется нейтрализация внутренней ОС, способной нарушить желательные свойства каскада. Нейтрализация (рис. 12.20) осуществляется подачей с выхода

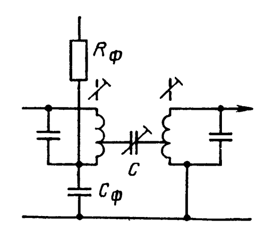


Рис. 12.19. Схема полосового фильтра с емкостной связью контуров

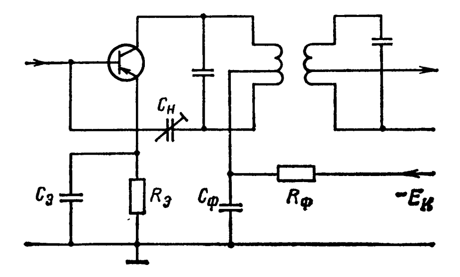


Рис. 12.20. Полосовой каскад с нейтрализацией емкости C_{12}

на вход через нейтрализующую емкость $C_н$ напряжения, равного и противоположного по фазе напряжению, которое воздействует на вход через внутреннюю емкость C_{12}. Обратная фаза нейтрализующего напряжения достигается присоединением цепи нейтрализации к обратному концу катушки первого контура, имеющей промежуточный ввод к источнику коллекторного питания. Активная проводимость ОС g_{12} в высокочастотных транзисторах, как правило, мала и не требует нейтрализации.

12.5. РАДИОПОМЕХИ

Помехой радиоприему называется электрическое (или магнитное) воздействие на приемник, не являющееся принимаемым сигналом, но создающее звук (шум) в громкоговорителе, искажение записи на телеграфной ленте или появление полос и вспышек на экране телевизора. Источниками помех могут быть посторонние радиопередатчики, электрические процессы естественного происхождения, установки электрооборудования, флуктуации электронов в цепях и лампах приемника. По форме напряжений, создаваемых в приемнике, помехи можно разделить на периодические, импульсные и гладкие.

Радиоприему, особенно на КВ, наибольшие осложнения причиняют помехи от посторонних передатчиков: ведь количество и мощность радиостанций в мире непрерывно возрастают, а распространение КВ возможно на далекие расстояния. Такого вида помехи по своей форме являются обычно периодическими, т. е. каждой из них свойственна определенная частота или, вернее определенный ограниченный спектр частот. Поэтому те меры повышения частотной изби-

рательности приемников, которые были описаны выше, предназначены именно для борьбы с помехами от посторонних передатчиков. Обобщенно можно сказать, что такие меры сводятся к достижению высокой прямоугольности резонансной характеристики приемника (см. рис. 12.2) при полосе пропускания, соответствующей ширине спектра сигнала.

Дополнительным средством избирательности может служить применение антенн направленного приема. В практике профессиональной радиосвязи между двумя определенными корреспондентами, расположенными стационарно, направленный прием (как и направленная передача) обязателен. В радиоприемной практике возможно использование магнитной антенны, ориентируемой максимумом характеристики направленности на принимаемую станцию или же минимумом (нулем) на станцию, которая создает наиболее опасную помеху.

К помехам естественного происхождения относится в первую очередь воздействие разрядов атмосферного электричества. Эти воздействия проявляются как короткие «трески» или более длительные «шорохи» в громкоговорителе. Часть таких помех возникает с грозой вблизи приемной установки, часть создается полем, распространяющимся из тропических районов. С повышением географической широты уровень атмосферных помех в среднем понижается. Летом они несравненно сильнее, чем зимой.

Электродвижущие силы, наводимые атмосферными разрядами в приемной антенне, носят преимущественно характер импульсов, т. е. представляют собой короткие электрические «толчки», способные создавать в колебательных контурах приемника затухающие разряды на собственной частоте контура (рис. 12.21). Так как импульс не имеет собственной несущей частоты, то нельзя говорить о настройке или об отстройке приемника по отношению к атмосферным помехам. Однако уровень помех существенно зависит от того, в каком диапазоне ведется радиоприем. Наибольшее действие оказывают атмосферные помехи на ДВ, а на УКВ они практически не нарушают приема.

Объяснить это можно следующим физическим свойством импульсной помехи. Если апериодический импульс разложить на составляющие колебания, то получится бесконечный спектр, состоящий из колебаний разных частот — от самых низких до самых высоких. Однако в этом спектре относительно боль-

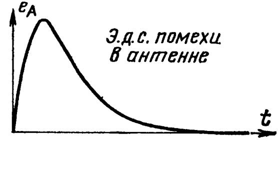




Рис. 12.21. Воздействие импульсной помехи

шой энергией будут обладать те составляющие колебания, периоды которых близки к продолжительности импульса. Но импульс атмосферной помехи длится десятки микросекунд; именно поэтому такие помехи наиболее опасны на ДВ, что хорошо знакомо радиолюбителям. К помехам естественного происхождения относятся также импульсы напряжения, наводимые в приемной антенне ударами в нее снежинок, песчинок (электризация трением), и электризация антенны статическим атмосферным полем.

Помехи от установок электрооборудования, размещающегося вблизи приемной антенны, иногда называют промышленными (или индустриальными) помехами. Они создаются в результате резких изменений электрического и магнитного полей установок, если эти поля воздействуют на приемную антенну. Поля изменяются при коммутации тока в установках, особенно если эта коммутация сопровождается искрообразованием. Следовательно, источниками промышленных помех могут быть, например, коллекторные электродвигатели, электрические реле и звонки, выключатели, телеграфные аппараты, медицинское оборудование и т. д.

Электродвижущие силы, наводимые в приемной антенне этими источниками помех, носят также преимущественно импульсный характер. Следовательно, отстроиться от них нельзя, но в соответствии с длительностью импульсов максимум энергии помех может лежать в определенном диапазоне волн. Например, помехи от системы зажигания автомобилей заметны в диапазоне телевизионных передач.

Существенными мерами ослабления промышленных помех могут служить экранировка этих источников, препятствующая воздействию их полей на приемную антенну, а также фильтрация по радиочастоте (блокировка) силовых цепей, препятствующая проникновению токов помехи в приемник по проводам электропитания (рис. 12.22). Борьба с

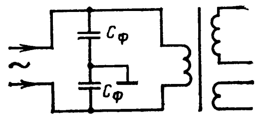


Рис. 12.22. Защита питающего трансформатора приемника от промышленных помех

этими помехами в городах должна проводиться в законодательном порядке. В сельской местности уровень промышленных помех гораздо ниже, нежели в большом городе.

На сверхвысоких частотах (особенно на дециметровых и сантиметровых волнах) атмосферные и промышленные помехи не являются решающими в смысле определения необходимой напряженности поля сигнала, обеспечивающей превосходство его над помехой. Минимальная напряженность поля сигнала, необходимая для приема, определяется **шумами**, возникающими в результате хаотических (беспорядочных) движений электронов в приборах и цепях самого приемника.

Предположим, что решили повышать чувствительность приемника, т. е. делать его восприимчивым к сигналам все с меньшими и меньшими амплитудами. С этой целью будем увеличивать число каскадов. Если бы удавалось при этом устранить влияние ОС и воздействие посторонних помех, то рано или поздно дошли до порога чувствительности, ниже которого сигнал стал бы заглушаться шумами внутреннего происхождения.

Одним из источников шумового напряжения служат обычные сопротивления во входных цепях усилителя. Мы привыкли считать сопротивление пассивным элементом, который сам по себе не является источником колебаний. Однако в действительности внутри материала сопротивления совершаются хаотические движения электронов («свободных» электронов, т. е. электронов проводимости). Чем выше температура сопротивления, тем интенсивнее эти движения. Хаотический ток создает между концами сопротивления R переменное напряжение со случайными амплитудами и частотами.

Среднее значение этого хаотического напряжения равно нулю. Но отклонения напряжения от нуля в ту или другую сторону (эти отклонения называются **флуктуациями**) воздействуют на вход усилителя. И если пики флуктуаций соизмеримы с амплитудами сигнала на входе, то сигнал на выходе может оказаться неразборчивым на фоне внутренних помех, воспринимаемых на слух как шум.

Шумы внутреннего происхождения можно слышать при большом усилении от входа приемника до громкоговорителя. Эти шумы носят характер шипения, т. е. звука, не имеющего определенной звуковой частоты. Этим шум и отличается от тона.

В спектральном смысле шум представляет собой хаотическую сумму бесконечного числа элементарных колебаний с произвольными соотношениями частот и со случайными фазовыми соотношениями. Спектр шума простирается на все диапазоны радиочастот, причем мощность шума в отличие от мощности импульсных раздельных помех распределена по оси частот равномерно. Но в длинно и средневолновых радиовещательных приемниках, имеющих сравнительно узкую полосу пропускания, обычно шумовые помехи не играют существенной роли на фоне помех внешнего происхождения. Заботиться об уменьшении шумов приходится на сверхвысоких частотах.

Другим источником флуктуаций, ограничивающих чувствительность приемно-усилительной аппаратуры, являются хаотические колебания токов внутри ламп и полупроводниковых приборов, особенно в первом (входном) каскаде. Причиной флуктуации анодного тока лампы оказывается в первую очередь неравномерность вылета электронов из катода. В среднем за конечные промежутки времени анодный ток лампы при отсутствии сигнала постоянен. Однако если сравнивать количества электронов, испускаемых катодом за одинаковые весьма короткие промежутки времени, то они окажутся различными. Это означает, что анодный ток лампы имеет флуктуации около своего среднего значения и способен создавать шумовое напряжение на входе следующего каскада. Точно так же нельзя назвать строго постоянным коллекторный ток транзистора.

Уровень шумов тем больше, чем **выше температура** шумящих сопротивлений. В условиях комнатной температуры на этот фактор повлиять труд-

но. Уровень (мощность) шумов увеличивается пропорционально ширине полосы пропускания, так как с расширением полосы расширяется и спектр случайных частот флуктуаций, проходящий в эту полосу. Следовательно, для телевизионного приема шумы более опасны, чем для радиовещательного. Наконец, шум лампы зависит от числа ее электродов: чем больше сеток имеет лампа, тем больше причин неравномерности электронного потока в ней. С этой точки зрения выгоднее иметь на входе приемника триод, нежели пентод. Однако большая междуэлектродная емкость триода создает столь сильную ОС, что в каскаде возникает генерация собственных колебаний, при которой невозможно усиление сигнала.

Для того чтобы в резонансных усилителях (особенно на УКВ) оказалось возможным применение триодов, их включают по так называемой каскодной схеме (рис. 12.23). Две лампы

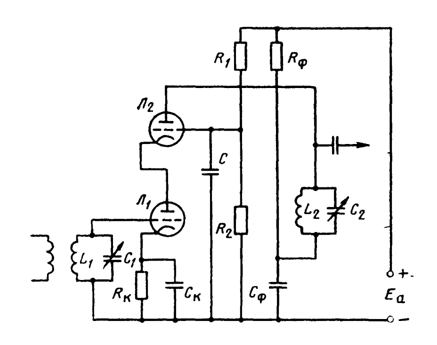


Рис. 12.23. Каскодная схема усилителя высокой частоты

этой схемы включены по отношению к анодной батарее последовательно. Первый каскад содержит лампу $Л_1$, работающую в схеме с общим катодом. Во втором же каскаде к общей точке (к корпусу усилителя) присоединена (по переменному току) через конденсатор C сетка лампы $Л_2$. Следовательно, вторая лампа работает по схеме с общей сеткой. Именно это сочетание каскадов с общим катодом и с общей сеткой является признаком каскодной схемы. Напряжение смещения на сетку первой лампы создается анодным током в резисторе $R_к$, а смещение на сетку второй лампы относительно ее катода получается с помощью делителя R_1R_2 от анодного источника E_a.

Итак, между зажимами анод—катод первой лампы в качестве нагрузочного сопротивления включен вход (зажимы катод—сетка) второй лампы. Входное сопротивление каскада с общей сеткой (так же, как и транзисторного каскада с общей базой) очень невелико: $R_{вх\,2} \approx 1/S$, где S — крутизна лампы. Следовательно, при крутизне, например, 4 мСм входное сопротивление составит около 250 Ом. Физически это объясняется прохождением переменного анодного тока лампы через участок ее входной цепи, чем и снижается входное сопротивление.

Первая лампа, имея столь малое нагрузочное сопротивление, сохранит свой нормальный усилительный режим несмотря на большую проходную емкость триода. При этом коэффициент усиления первого каскада будет лишь около единицы ($SR_э = SR_{вх2} = S/S = 1$). Но входное сопротивление первой лампы, шунтирующее контур L_1C_1, оказывается большим и не ухудшает его добротности.

Вторая лампа имеет нормальный коэффициент усиления, работая на выходной контур L_2C_2. Обратная связь в ней осуществляется через емкость анод—катод, которая очень мала. Таким образом, каскодная схема обеспечивает уменьшенную мощность шумов, высокое входное сопротивление и усиление, свойственное одной лампе. Схема эта может выполняться на двойном триоде, а также на транзисторах.

Возникновение шумов в приемнике начинается в антенне. К шумам, создаваемым активным сопротивлением антенны, прибавляется мощность шумов, наводимых в антенне радиацией Земли и космической радиацией. Затем в общую мощность шумов добавляются шумы цепей и электронных приборов приемника. Чтобы оценить, насколько дополнительные источники шумов ухудшают качество приемников сверхвысоких частот, вводится понятие о коэффициенте шума. **Коэффициентом шума** приемника называется число, показывающее, во сколько раз общая мощность шумов больше мощности шумов, определяемых активным сопротивлением антенны: $N = P_{ш.общ}/P_{ш\,А}$. Коэффициент шума всегда больше единицы; с улучшением шумовых свойств усилителя этот коэффициент приближается к единице.

Существуют способы уменьшения мощности шумов с помощью криогенной (холодильной) техники, с доведением температуры входных цепей до значения, близящегося к абсолютному нулю (практически ниже —200°С), но в качестве

активных приборов в этом случае применяют не обычные лампы или транзисторы, а так называемые квантомеханические и параметрические усилители. Их значение очень велико в ряде специальных областей радиотехники, таких, как космическая связь, радиоастрономия, радиолокация и др. В телевизионных приемниках охлаждаемые усилители еще не применяются.

12.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Вернемся к структурной схеме супергетеродина, которая давалась на рис. 12.5. Мы уже говорили, что преобразование частоты сигнала имеет целью выбор такой промежуточной частоты, на которой получалась бы необходимая полоса пропускания при нормальной добротности контуров для заданного диапазона принимаемых волн.

Супергетеродинный принцип позволяет достигнуть высокой чувствительности благодаря усилению в трех областях частот и выбору добротных контуров. Получение высокой избирательности обеспечивается тем, что постоянная настройка каскадов промежуточной частоты допускает применение полосовых усилителей. Основное усиление сигнала происходит на неизменной промежуточной частоте, а потому при перестройках и смене поддиапазонов чувствительность сохраняется достаточно постоянной. Наконец, большое усиление по промежуточной частоте позволяет получить на входе детектора мощность сигнала, необходимую для успешного детектирования и управления автоматическими устройствами (автоматическая регулировка усиления, визуальная индикация настройки, автоподстройка и др.).

Итак, для супергетеродина важнейшим процессом оказывается п р е о б р а з о в а н и е   ч а с т о т ы сигнала в промежуточную частоту; этот процесс выполняется в преобразователе частоты, структура которого представлена на рис. 12.24. Схема состоит из гетеродина, т. е. автогенератора малой мощности, непрерывно генерирующего колебания собственной частоты f_2, из «смесителя», на который воздействуют одновременно колебания сигнала на частоте f_1 и колебания гетеродина, и, наконец, из фильтра промежуточной частоты. Из гл. 11 мы уже знаем принцип преобразования частоты: «смеситель» должен быть нелинейным прибором, и в нем под совместным действием колебаний с частотами f_1 и f_2 создаются колебания суммарной частоты f_2+f_1 и разностной частоты f_2-f_1. Следовательно, название «смеситель» неудачно, потому что в нем происходит не простое «смешивание» существующих колебаний, а образование колебаний с совершенно новыми частотами, поэтому этот термин следует понимать как сокращенное название смесителя частот. Данную задачу может выполнять нелинейный прибор (диод, усилительная лампа или транзистор).

В супергетеродине промежуточная частота $f_{пр}$ определяется (фиксируется) настройкой фильтра, включенного на выходе смесителя. Получается же эта частота как р а з н о с т н а я между частотами гетеродина и сигнала ($f_{пр}=f_2-f_1$); колебание суммарной частоты не используется. Если бы гетеродин настраивался отдельно от преселектора (п р е с е л е к т о р о м, или блоком предварительной избирательности, называется тракт с частотой приходящего сигнала, т. е. входное устройство и диапазонные усилительные каскады), то настройка гетеродина была бы д в у з н а ч н о й. Действительно, одна и та же промежуточная частота может быть получена при «верхней» ($f_{пр}=f_2-f_1$) и «нижней» ($f_{пр}=f_1-f_2$) настройках гетеродина. Эти возможности иллюстрируются на рис. 12.25, где по горизонтальной оси откла-

f_1
Смеситель
Фильтр промежуточной частоты
$f_{пр}$
f_2
Гетеродин

Рис. 12.24. Структура преобразователя частоты

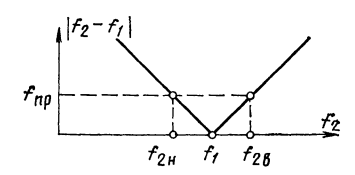


Рис. 12.25. Верхняя и нижняя настройки гетеродина

дываются значения f_2 частоты гетеродина при его перестройке и отмечена частота f_1 принимаемого сигнала, а по вертикальной оси отложены соответствующие абсолютные значения разностной частоты, среди которых фиксированная промежуточная частота $f_{пр}$. При перестройках гетеродина влево и вправо от резонанса с сигналом достигается значение $f_{пр}$. Иначе говоря, в равной мере пригодна «верхняя» настройка гетеродина $f_{2в}=f_1+f_{пр}$ и «нижняя» $f_{2н}=f_1-f_{пр}$.

Настройку супергетеродина требуется выполнять при помощи одной ручки (сопряженная настройка), для чего конденсатор контура гетеродина помещается на общей оси с конденсаторами преселектора. При перестройках частота гетеродина должна изменяться «параллельно» с частотой контуров преселектора, чтобы в каждой точке шкалы разность частот была постоянной и равной $f_{пр}$. Если так, то необходимо выбрать либо верхнюю, либо нижнюю настройку гетеродина и соответственно осуществлять сопряжение. В радиовещательных диапазонах удобна верхняя настройка, о которой мы и будем говорить; нижняя же настройка встречается в приемниках сверхвысоких частот, где на пониженной частоте легче выбрать активный прибор и стабилизировать частоту гетеродина.

Эту желательную зависимость настроек контуров частоты сигнала f_1 и контура гетеродина f_2 от угла поворота блока одинаковых прямочастотных конденсаторов переменной емкости можно представить графиком (рис. 12.26,*а*). Обе настройки должны идти параллельно с расстоянием по вертикали, равным $f_{пр}$. Но для того чтобы при одинаковых конденсаторах C частота гетеродина была выше частоты сигнала, придется взять в контуре гетеродина уменьшенную индуктивность ($L_г<L$):

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_г C}}>\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

И при этом условии не получим желаемого результата: частота гетеродина будет при перестройке следовать штриховой (более крутой) линии. Истинное сопряжение окажется достигнутым лишь в одной точке (на нашем рисунке — для примера в средней точке *а*).

Чтобы уменьшить погрешность сопряжения, т. е. расхождение между сплошной и штриховой линиями f_2, в контур гетеродина включают дополнительно последовательный конденсатор C_2 и параллельный C_1 (рис. 12.26,*б*). В начале шкалы (на низших частотах) заметно влияние конденсатора C_2, который уменьшает большую емкость конденсатора C и тем самым повышает частоту до совпадения штриховой линии f_2 со сплошной. В конце шкалы (на высших частотах) заметно влияние конденсатора C_1, который увеличивает емкость контура и тем самым понижает частоту до совпадения штриховой линии f_2 со сплошной. Так достигается точное сопряжение в трех точках поддиапазона и уменьшение погрешности сопряжения в других точках. Усложненный контур в схеме гетеродина встречается во многих преобразователях частоты. Впрочем, в узких КВ диапазонах с растянутыми шкалами достаточным оказывается сопряжение лишь в одной или двух точках.

Преобразователи частоты в ламповых приемниках ДВ, СВ и КВ выполняются преимущественно на специальных

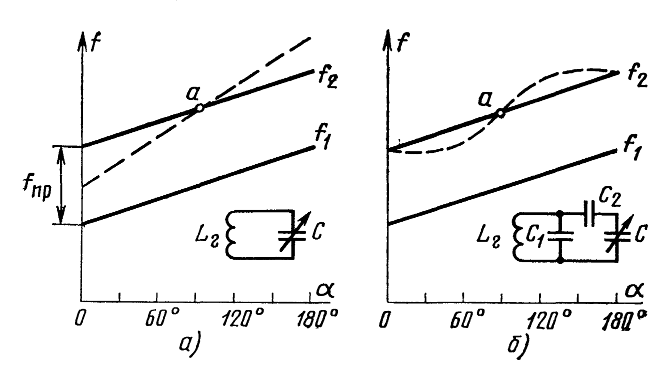


Рис. 12.26. Принцип сопряженной настройки гетеродина: *а* — расхождение настроек при простом контуре; *б* — расхождение настроек при усложненном контуре

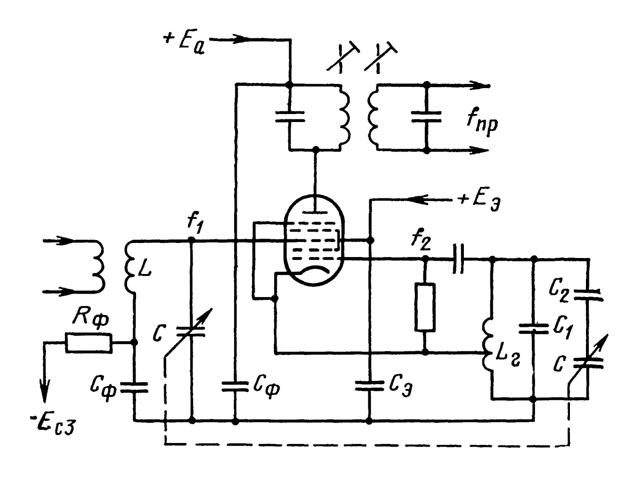


Рис. 12.27. Схема двухсеточного преобразователя частоты на гептоде

частотопреобразовательных лампах (см. гл. 8). Достоинства таких ламп заключаются не только в экономии числа ламп в приемнике, но и в обеспечении выгодных условий взаимодействия гетеродина и смесителя внутри лампы. В качестве примера на рис. 12.27 дана схема преобразователя частоты на гептоде. В этой схеме гетеродинный контур включен в цепь первой (от катода) сетки лампы и имеет катодную ОС трехточечного типа. В гетеродинный контур входят индуктивность $L_г$ и емкости C, C_1 и C_2. Можно сказать, что анодом гетеродина служат все электроды, несущие положительный потенциал (вторая сетка, четвертая сетка и собственно анод). Автоколебание гетеродина участвует в управлении общим электронным потоком лампы, поддерживая между первой сеткой и катодом напряжение частоты f_2.

Напряжение сигнала, подаваемое с контура LC резонансного усилителя (или входного устройства) на третью сетку гептода, также участвует в управлении электронным потоком. Четвертая сетка, как и вторая, является экранирующей, а пятая — защитной. В анодной цепи благодаря изменениям крутизны лампы создаются не только токи с частотами f_1 и f_2, но и ток разностной частоты $f_{пр}=f_2-f_1$. Этот ток питает двухконтурный полосовой фильтр, настроенный на требуемую частоту $f_{пр}$. Напряжение промежуточной частоты снимается с выхода фильтра на вход последующего усилительного каскада. Для того чтобы подчеркнуть воздействие напряжений сигнала и гетеродина на разные сетки лампы-усилителя, такой вид преобразования называют иногда «двухсеточным». Смещение на сигнальную (третью) сетку подается от источника $-E_{с3}$ через фильтрующее звено («развязку») $C_ф R_ф$.

Поясним физический процесс работы двухсеточного преобразователя частоты и дадим количественную оценку результатов преобразования. Дело в том, что односеточное преобразование пояснялось в гл. 11 нелинейностью, т. е. непостоянством крутизны характеристики тока, управляющего совместным воздействием напряжений сигнала и гетеродина. Здесь же эти напряжения воздействуют на разные электроды, и потому недостаточно очевидно, какая крутизна зависит от напряжения гетеродина.

Основной характеристикой гептода будем считать зависимость анодного тока $i_а$ от напряжения на сигнальной (третьей) сетке $u_с$. Эта характеристика подобна обычной анодно-сеточной характеристике пентода. Но если снимать такие характеристики при разных потенциалах гетеродинной (первой) сетки $u_г$, то получается «веерообразное» семейство (рис. 12.28, *а*): чем выше потенциал гетеродинной сетки, тем круче характеристика анодного тока по сигнальной сетке. Физически повышение крутизны анодного тока объясняется наличием в гептоде двух пространственных зарядов — перед первой и третьей сетками. Когда поток электронов сквозь первую сетку возрастает, увеличивается верхний пространственный заряд, который управляется напряжением сигнальной

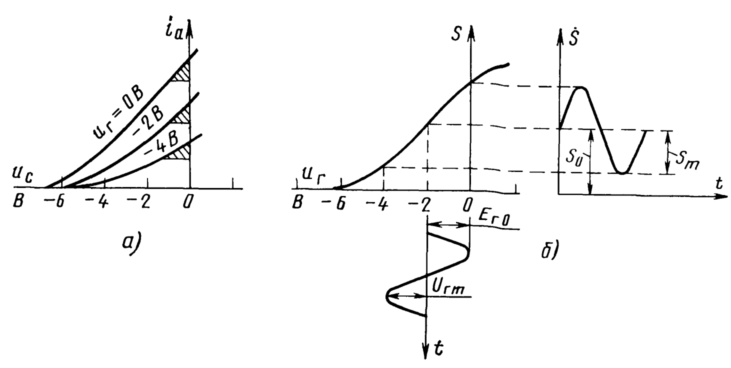


Рис. 12.28. Процесс двухсеточного преобразования частоты:
а — зависимость анодного тока от напряжения на сигнальной сетке при разных напряжениях на гетеродинной сетке; *б* — зависимость крутизны анодного тока по сигнальной сетке от гетеродинного напряжения

сетки, и анодный ток нарастает более резко при повышении этого напряжения. Заштрихованные треугольники имеют вертикальные катеты, пропорциональные крутизне. Пользуясь этими катетами, отложим зависимость крутизны анодного тока по сигнальной сетке от напряжения на гетеродинной сетке (рис. 12.28, *б*). Пусть эта зависимость соответствует, например, нулевому напряжению сигнальной сетки ($u_с=0$). Теперь предположим, что гетеродин создает на первой сетке переменное напряжение $U_{гm}$ частоты f_2 (с амплитудой, например, 2 В) и автоматическое сеточное смещение (примерно 2 В); такой процесс гетеродинирования развернут по оси времени вниз. Очевидно, что крутизна анодного тока по сигнальной сетке будет меняться периодически с частотой f_2 и амплитудой S_m, как развернуто на рисунке по оси времени вправо.

Мгновенное (во времени) значение крутизны будет состоять из постоянного и переменного компонентов: $S=S_0+$ $+S_m \cos 2\pi f_2 t$. Если при этом на третью сетку будет действовать напряжение сигнала $U_{сm} \cos 2\pi f_1 t$, то в цепи анода возникнет переменный ток, равный, как обычно, произведению крутизны на сеточное переменное напряжение ($i_а=$ $=SU_{сm} \cos 2\pi f_1 t$). Но сама крутизна изменяется во времени, а потому результат действия сигнала запишется так: $i_а=(S_0+S_m \cos 2\pi f_2 t)\, U_{сm} \cos 2\pi f_1 t$. Если мы раскроем скобки, получим: $i_а=$ $= S_0 U_{сm} \cos 2\pi f_1 t + S_m U_{сm} \cos 2\pi f_2 t \times$ $\times \cos 2\pi f_1 t$.

Второе слагаемое в полученном выражении представляет собой произведение косинусов, имеющих разные аргументы. Но из элементарной тригонометрии известно, что произведение косинусов может быть заменено следующей суммой: $\cos\alpha \cdot \cos\beta = 1/2 \cos(\alpha+\beta) +$ $+ 1/2 \cos(\alpha-\beta)$. Заменив аргументы их значениями из нашей формулы $\alpha=$ $=2\pi f_2 t$; $\beta=2\pi f_1 t$, получим окончательное значение слагающих анодного тока, создаваемых действием напряжения сигнала на сетку совместно с напряжением гетеродина:

$$i_а = S_0 U_{с\,m} \cos 2\pi f_1 t + \frac{1}{2} S_m U_{с\,m} \times$$

$$\times \cos 2\pi (f_2 + f_1)\, t + \frac{1}{2} S_m U_{с\,m} \times$$

$$\times \cos 2\pi (f_2 - f_1)\, t.$$

Полученный результат математически подтверждает описанные выше физические процессы. Мы видим, что в составе анодного тока наряду с колебанием частоты сигнала f_1 присутствуют колебания суммарной f_2+f_1 и разностной f_2-f_1 частот. Именно колебание разностной частоты служит полезным результатом преобразования.

Амплитуда тока разностной частоты имеет значение $I_{пр\,m}=1/2 S_m U_{сm}$; здесь S_m является амплитудой (размахом) изменений крутизны под действием напряжения гетеродина. Ее значение зависит и от формы рабочего участка характеристики лампы, и от амплитуды гетеродинного напряжения.

Напряжение промежуточной частоты на зажимах колебательного контура (при одноконтурной нагрузке) равно произведению тока этой частоты на резонансное сопротивление контура: $U_{\text{пр } m} = I_{\text{пр } m} Z_{\text{к.рез}} = 1/2 S_m U_{\text{с}m} Z_{\text{к рез}}$. Отношение этого «выходного» напряжения к напряжению сигнала (отношение, которое мы назвали коэффициентом передачи преобразователя) имеет значение

$$K_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр } m}}{U_{\text{с } m}} = \frac{1}{2} S_m Z_{\text{к.рез}} = S_{\text{пр}} \times \times Z_{\text{к.рез}}. \qquad (12.21)$$

Величину $S_{\text{пр}} = 1/2 S_m$ называют **крутизной преобразования**. Это — параметр, позволяющий оценить преобразовательную лампу и режим, в котором она работает. Размерность крутизны преобразования — миллисименсы.

Значение этого параметра желательно иметь возможно большим, для чего амплитуда S_m также должна быть большой. Но из рис. 12.28 можно усмотреть, что S_m возрастает с ростом амплитуды гетеродинного напряжения $U_{\text{г}m}$. Значит, воздействующее на вход смесителя напряжение гетеродина должно иметь достаточно большие амплитуды (на рис. 12.28 около 2 В).

Однако если гетеродинное напряжение увеличивать до таких значений, при которых анодный ток смесителя будет «отсекаться», т. е. на некоторую часть периода прекращаться, то рост крутизны преобразования прекратится. Приближенно можно считать, что наибольшим значением крутизны преобразования является величина $S_{\text{пр}} = S/4$, где S — крутизна прямолинейного участка характеристики пентода-смесителя.

Решим практический пример. Пусть крутизна характеристики пентода-смесителя $S = 8$ мСм, контур промежуточной частоты, включенный в анодную цепь, имеет резонансное сопротивление $Z_{\text{к.рез}} = 5000$ Ом, а напряжение сигнала на управляющей сетке $U_{\text{с}m} = 1$ мВ. Если выбран наилучший режим гетеродинирования, то напряжение промежуточной частоты на зажимах контура равно

$$U_{\text{пр } m} = U_{\text{с } m} K_{\text{пр}} = U_{\text{с } m} S_{\text{пр}} Z_{\text{к.рез}} =$$

$$= \frac{1}{4} U_{\text{с } m} S Z_{\text{к.рез}} =$$

$$= \frac{1}{4} \frac{8}{1000} 5000 = 10 \text{ мВ}.$$

Из примера следует, что преобразование частоты в усилительной лампе по сравнению с диодным выгоднее, так как наряду с преобразованием сигнала по частоте получим увеличение амплитуды его напряжения в 10 раз (т. е. $K_{\text{пр}} = 10$). Таким образом, преобразователь частоты, собранный на усилительной лампе, можно рассчитать как усилительный каскад с ухудшенной крутизной, принимая за входное напряжение амплитуду сигнала, а за выходное — амплитуду промежуточной частоты.

Существует несколько типов частотопреобразовательных ламп и схем преобразователей, однако физические процессы в них и принцип их расчета подобны изложенному.

Обратим внимание на следующее свойство преобразования частоты: если сигнал на несущей частоте f_1 является модулированным, то в результате преобразования его спектр будет перенесен на новую несущую частоту $f_{\text{пр}}$. Это легко доказывается путем построения, выполненного на рис. 12.29. Здесь на

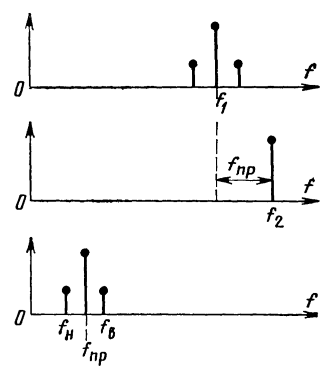


Рис. 12.29. Перенос спектра сигнала на промежуточную частоту

верхней оси частот изображен спектр модулированного сигнала в составе несущего и двух боковых колебаний. На средней оси представлена спектральная линия колебания гетеродина; ее частота на $f_{\text{пр}}$ выше частоты сигнала. На нижней оси изображен спектр разностных частот: центральное место здесь занимает частота $f_{\text{пр}}$; верхняя боковая частота $f_{\text{в}}$ получается в результате вычитания нижней боковой частоты сигнала из частоты гетеродина, а нижняя боковая $f_{\text{н}}$ — в результате вычитания верхней боковой частоты сигнала. Иначе говоря, при преобразовании частоты

закон модуляции сигнала сохраняется.

В тех возможных преобразователях, где частота гетеродина f_2 ниже частоты сигнала f_1, верхние боковые колебания на промежуточной частоте создаются верхними же боковыми колебаниями сигнала, а нижние — нижними. Эти варианты преобразования спектра не имеют принципиальной разницы между собой. В случае ЧМ сигнала абсолютное значение девиации частоты сохраняется при преобразовании; значит, сохраняется и спектр сигнала.

В широкополосных приемниках УКВ, где многосеточные лампы создают большой уровень собственных шумов и где приносят вред емкостные связи между электродами, чаще применяются «односеточные» преобразователи частоты на триодах; встречается также применение диода в качестве нелинейного смесителя. Схема односеточного преобразователя с отдельным гетеродином на триодах изображена на рис. 12.30, *а*, схема же преобразователя на диоде показана на рис. 12.30, *б*. Процессы односеточного и диодного

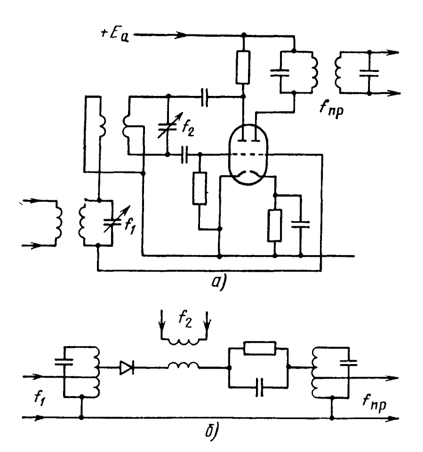


Рис. 12.30. Принципиальные схемы преобразователей частоты для УКВ приемника:
а — на триодах; *б* — на диоде

преобразования были рассмотрены в гл. 11.

Для наглядной иллюстрации на рис. 12.31 развернуты во времени процессы преобразований АМ сигнала в супергетеродинном приемнике. В качестве нелинейного элемента здесь подразумевается диод или триод, работающий с отсечками анодного тока. Рекомендуется обратить внимание на физическую сущность сохранения модуляции сигнала при его преобразовании в промежуточную частоту; чем больше амплитуды сигнала, тем глубже биения его колебаний с колебаниями гетеродина на входе смесителя и тем соответственно больше амплитуды напряжения промежуточной частоты. При двухсеточном преобразовании частоты аналогичное взаимодействие колебаний происходит в электронном потоке смесителя.

Теперь обратимся к транзисторным преобразователям частоты. Одна из возможных схем преобразования в составе смесителя и гетеродина на транзисторах *р-п-р* дана на рис. 12.32, *а*. Напряжение сигнала $u_с$, получаемое от антенны или предыдущего усилительного каскада, приложено к катушке L_1, которая наводит колебания в контуре L_2C_1, настроенном на частоту сигнала. Контур имеет неполную связь с базой транзистора-смесителя, что целесообразно ввиду недостаточно большого входного сопротивления транзистора в схеме с ОЭ. Цепь из резистора $R_{б1}$ и $R_{б2}$ определяет начальное напряжение на базе относительно общего эмиттера.

Напряжение гетеродина $u_г$ наводится в катушке L_4, связанной с контуром гетеродина и включенной в цепь эмиттера смесителя. В ту же цепь включен резистор R_3 для температурной стабилизации режима смесителя. В цепь коллектора включен контур промежуточной частоты L_5C_7; коллектор подключен к части витков катушки L_5 с тем, чтобы согласовать выходное сопротивление транзистора с резонансным сопротивлением контура. Катушка L_6 связывает контур промежуточной частоты со следующим каскадом. Заметим, что в радиолюбительских транзисторных приемниках чаще всего применяют одноконтурные каскады промежуточной частоты; разумеется, двухконтурный фильтр позволит получить более высокую избирательность по соседнему каналу, но подбор выгодных связей двух контуров между собой и с цепями транзисторов при налаживании приемника представляет для радиолюбителя известные трудности.

Для гетеродина применен отдельный транзистор, к которому колебательный контур L_3C_2 подключен по трехточечной схеме (рис. 12.32, *б*). Гетеродин работает в схеме с ОК; резистор R_5 в цепи коллектора препятствует возникновению паразитных колебаний и

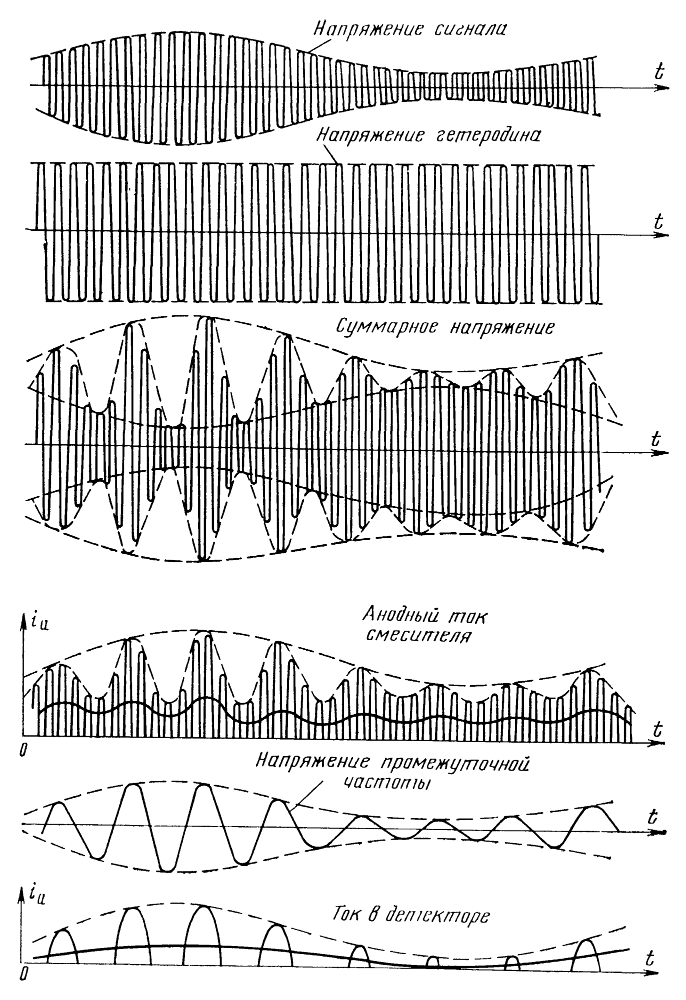


Рис. 12.31. Развернутые диаграммы процессов в супергетеродинном приемнике

предохраняет коллектор от повреждения при случайных импульсах тока в цепи базы. Резистор R_4 устанавливает режим питания базы, а конденсатор C_6 является разделительным. Наконец, конденсатор C_5 включается для сопряжения контуров сигнала и гетеродина в двух точках диапазона.

Следует отметить, что в транзисторном преобразователе взаимодействие колебаний гетеродина и промежуточной частоты образует в нелинейной емкости C_{12} вторичное колебание с частотой сигнала ($f_{c2}=f_г-f_{пр}$). Этот эффект называется обратным преобразованием частоты; он может привести к неустойчивой работе благодаря прохождению тока частоты сигнала через емкость C_{12} во входную цепь. Обратное преобразование частоты неизбежно также в диодных смесителях, но оно отсутствует в двухсеточных ламповых преобразователях.

Для транзисторного преобразователя (при действии слабого сигнала) можно предложить расчет с применением известных нам игрек-параметров, определяющих входной ток сигнала и выходной ток промежуточной частоты через напряжения сигнала на входе и промежуточной частоты на выходе. Линейные уравнения будут справедливы,

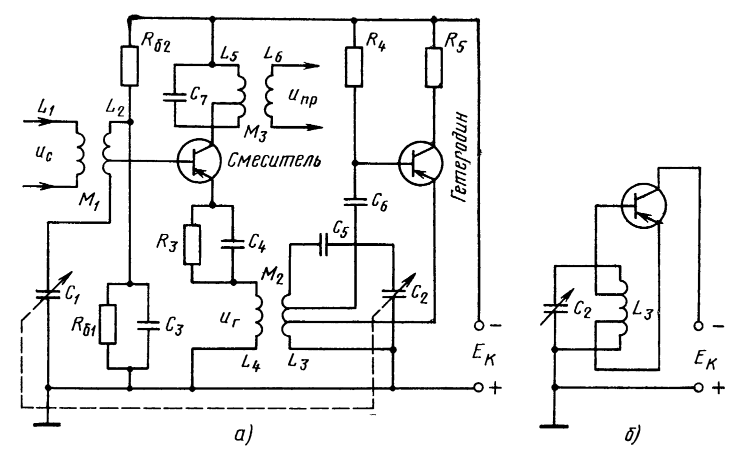


Рис. 12.32. Схема транзисторного преобразователя частоты: *а* — принципиальная схема; *б* — упрощенная схема гетеродина

так как формула (12.21) дает прямую пропорциональность между амплитудами колебаний сигнала и промежуточной частоты. В частности, крутизна преобразования $S_{пр}$ транзистора принимается втрое меньшей по сравнению с крутизной того же транзистора в режиме усиления. Значит, и транзисторный преобразователь рассчитывается как у с и л и т е л ь с у х у д ш е н н ы м и п а р а м е т р а м и.

В заключение укажем, что самый простой по схеме преобразователь — диодный (см. рис. 12.30, *б*) — конструктивно для сантиметровых волн оказывается оригинальным волноводным устройством, подобным изображенному, например, на рис. 12.33. В отрезке волновода (обычно имеющего прямоугольное сечение) расположены полупроводниковый диод и штырь-излучатель колебаний гетеродина. С левого конца в волновод поступают волны сигнала от антенной системы или от усилителя СВЧ. Для того чтобы в месте расположения диода получить максимальное поле сигнала, диод размещается на расстоянии в четверть волны от металлического поршня, закрывающего правый конец волновода. В этом случае волны, отражающиеся от поршня, складываются синфазно с прямыми волнами именно в месте включения диода и отдают максимальную энергию для преобразования частоты. Положение поршня можно подбирать. В процессе изготовления смесителя можно регулировать и положение диода относительно оси волновода, чем достигается необходимое вносимое в волновод сопротивление.

В качестве гетеродина изображен клистрон, причем связь его со смесителем также регулируется изменением глу-

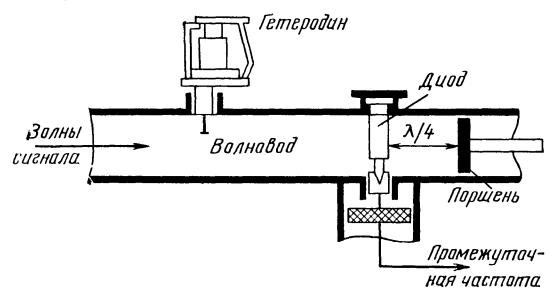


Рис. 12.33. Устройство диодного преобразователя частоты сантиметровых волн

бины погружения штыря-излучателя в волновод; индикатором настройки служит микроамперметр постоянного тока в цепи диода. Колебание промежуточной частоты выводится из волновода по кабелю с четвертьволновым запорным цилиндром.

Диодное преобразование на сверхвысоких частотах приходится применять благодаря малому уровню шума и малой входной емкости «точечного» диода (см. рис. 8.33), хотя такой преобразователь и не дает усиления сигнала.

12.7. ДЕТЕКТОРНЫЕ КАСКАДЫ ПРИЕМНИКОВ

Процесс детектирования мы условились рассматривать как процесс преобразования радиосигнала в сигнал первичной (управляющей) формы. Таким образом, детектирование является важнейшим и необходимым процессом при радиоприеме.

Процесс детектирования имеет аналогию с процессом преобразования частоты в нелинейном смесителе с той лишь разницей, что в роли «гетеродинирующего» колебания для детектора выступает само несущее колебание сигнала.

Основным нелинейным прибором, используемым для детектирования, является **диод** (ламповый или полупроводниковый). После детектора включаются каскады усиления колебаний низкой частоты. Для управления низкочастотным усилителем требуется снять с детекторного каскада напряжение звуковой частоты. Это напряжение должно создаваться выпрямленным током на нагрузочном сопротивлении в цепи детектора. Обычно в качестве нагрузки включают непроволочный резистор большого сопротивления (для лампового диода — сотни тысяч ом), блокируемый по радиочастоте конденсатором небольшой емкости.

Так мы приходим к схеме диодного детектора, изображенной на рис. 12.34. В этой схеме контур LC является последним контуром усилителя радиочастоты (высокой или, чаще, промежуточной). С контура снимается напряжение радиосигнала с амплитудой $U_{\Omega m}$ на вход детектора. Благодаря наличию блокировочного конденсатора $C_б$ это напряжение полностью прилагается к зажимам анод—катод $Д$. В этом смысле, казалось бы, блокировочную емкость желательно брать достаточно большой, чтобы для тока высокой частоты ее сопротивление было малым. Однако, с другой стороны, недопустимо, чтобы для тока звуковой частоты эта емкость оказалась заметным шунтом по отношению к основному нагрузочному сопротивлению R. Обычно в радиовещательных диапазонах применяют емкость $C_б$ порядка сотен пикофарад при сопротивлении резистора R в несколько сотен килоом.

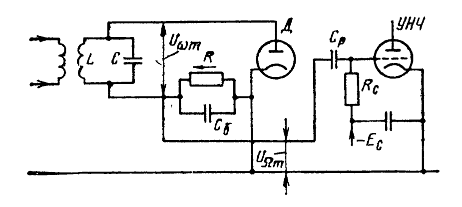


Рис. 12.34. Схема лампового диодного детектора

Через диод проходит пульсирующий выпрямленный ток, в составе которого имеется постоянная составляющая, а при наличии модуляции сигнала составляющая звуковой частоты. Значит, на сопротивлении выделяются одновременно и постоянное напряжение, и напряжение звуковой частоты. Постоянное напряжение имеет «плюс» на правом и «минус» на левом конце резистора R (в соответствии с направлением выпрямленного тока, показанным стрелкой). Но действие постоянного напряжения на управляющую сетку следующей лампы не только не нужно, но даже нежелательно (это напряжение может смещать рабочую точку на характеристике усилителя на криволинейный участок). Для того чтобы на сетку лампы усилителя действовало только напряжение звуковой частоты с амплитудой $U_{\Omega m}$, перед сеткой включается разделительный конденсатор $C_р$ (0,01 мкФ и более), представляющий собой малое сопротивление для тока звуковой частоты. Подача нормального постоянного смещения $E_с$ на управляющую сетку лампы усилителя происходит через сопротивление утечки $R_с$ (сотни килоом, причем $R_с > R$).

Постоянное выпрямленное напряжение, падающее на сопротивление резистора R, оказывается приложенным ме-

жду катодом и анодом детекторного диода. Значит, при действии сигнала рабочая точка на характеристике диода смещается влево на определенную часть амплитуды сигнала, тем большую, чем больше сопротивление резистора R. Иначе говоря, диод пропускает ток лишь в течение доли полупериода (т. е. с малым углом отсечки). В этих условиях выпрямленное напряжение составляет приблизительно 0,9 $U_{\omega m}$. При наличии модуляции сигнала полезная амплитуда напряжения звуковой частоты окажется

$$U_{\Omega m} \approx 0{,}9 m U_{\omega m}, \qquad (12.22)$$

где m — коэффициент модуляции принимаемого сигнала.

Так, например, если напряжение сигнала на входе детектора $U_{\omega m}=4$ В, а коэффициент модуляции $m=25\%$, то напряжение звуковой частоты $U_{\Omega m} = 0{,}9mU_{\omega m}=0{,}25\cdot 0{,}9\cdot 4=0{,}9$ В.

Указанные соотношения справедливы при достаточно больших амплитудах радиосигнала — более 1 В. Усилитель высокой и промежуточной частоты обычно рассчитывается именно на такие выходные амплитуды. На рис. 12.35 дана иллюстрация процессов в диодном детекторе при больших амплитудах сигнала. Следует обратить внимание на тот факт, что при изменениях амплитуд радиосигнала автоматически изменяется и отрицательное смещение на аноде диода, тогда как угол отсечки тока остается неизменным. В целом схема диодного детектора очень проста, но процессы в ней достаточно сложны.

Рассмотрим подробнее соотношения величин для лампового диодного детектора в установившемся процессе при воздействии немодулированного сигнала с большими амплитудами. Для этого изобразим в крупном плане (рис. 12.36) несколько периодов колебания предыдущего рисунка. Участок характеристики диода, на котором развертывается напряжение сигнала, будем считать прямой линией с крутизной S в положительной области анодных напряжений; в отрицательной области крутизна равна нулю. Такая характеристика называется линейно-ломаной; она приемлема именно при больших амплитудах сигнала, когда нижний изгиб реальной характеристики не играет роли.

Площади импульсов выпрямленного анодного тока можно математически заменить равновеликой площадью с постоянной высотой I_0. Это будет постоянная составляющая выпрямленного тока, которая в данном случае является полезным результатом детектирования. Точнее следует сказать, что полезным результатом является постоянное смещающее напряжение E_0, равное I_0R, где R — нагрузочное сопротивление. Но напряжение E_0 является линией косинуса для угла отсечки θ, т. е. $E_0 = U_m \cos\theta$, где U_m — амплитуда сигнала на входе детектора. Значит, оценка работы детектора может быть дана коэффициентом передачи напряжения

$$K_д = E_0/U_m = \cos\theta. \qquad (12.23)$$

Замечательным свойством диода с линейно-ломаной характеристикой является то, что угол отсечки не зависит от амплитуды сигнала: при увеличении амплитуд смещающее напряжение возрастает так, что угол θ остается неизменным. Он зависит от крутизны S и от нагрузочного сопротивления R. Если, например, произведение (безразмерное) $SR=10$, то $\cos\theta\approx 0{,}65$; если $SR=100$, то $\cos\theta\approx 0{,}9$;

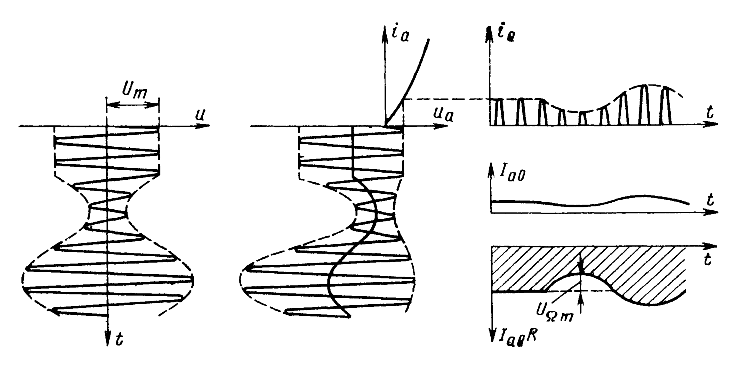


Рис. 12.35. Процессы диодного детектирования

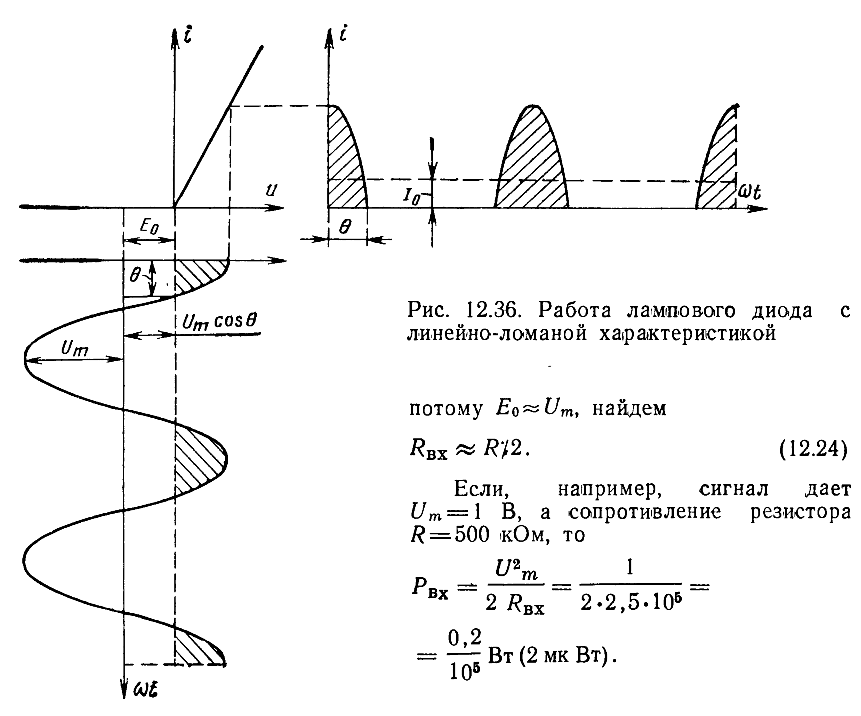


Рис. 12.36. Работа лампового диода с линейно-ломаной характеристикой

если же $SR=1000$, то $\cos\theta\approx0{,}99$. Значит, достаточно иметь сопротивление в несколько сотен килоом, и мы при обычной крутизне получим $\cos\theta\approx0{,}9$, что и было указано выше.

Когда детектируется сигнал с амплитудной модуляцией, то выпрямленное напряжение будет изменяться пропорционально амплитудам сигнала, а потому напряжение звуковой частоты, которое в данном случае окажется полезным результатом детектирования, будет иметь амплитуду $U_{\Omega m}=U_{\omega m}m\cos\theta$. Пусть для диода $S=2$ мСм и выбрано сопротивление, равное $2\cdot10^5$ Ом; тогда $SR=400$, и можно заведомо принять $\cos\theta\approx0{,}9$.

Итак, важным показателем для оценки диодного детектора служит его коэффициент передачи $K_д=\cos\theta$. Не менее важен и другой показатель — входное сопротивление. Оно позволяет вычислить мощность сигнала, потребляемую детекторным каскадом, $P_{вх}=U^2_m/2R_{вх}$. Эта мощность почти полностью расходуется в нагрузочном сопротивлении R под действием выпрямленного напряжения E_0, так как потери в диоде малы. Значит, $P_{вх}\approx E^2_0/R$. Приравнивая правые части двух последних равенств, а также зная, что $\cos\theta\approx1$ и потому $E_0\approx U_m$, найдем

$$R_{вх}\approx R/2. \qquad (12.24)$$

Если, например, сигнал дает $U_m=1$ В, а сопротивление резистора $R=500$ кОм, то

$$P_{вх}=\frac{U^2_m}{2\,R_{вх}}=\frac{1}{2\cdot2{,}5\cdot10^5}=$$

$$=\frac{0{,}2}{10^5}\text{ Вт (2 мк Вт)}.$$

Зная чувствительность приемника (мощность на входе), можно вычислить необходимое усиление от входа до детектора. Если чувствительность должна быть $2\cdot10^{-13}$ Вт, то в нашем примере потребуется $K_м=2\cdot10^{-6}/2\cdot10^{-13}=10^7$ раз (или 70 дБ). Очевидно, что чем выше входное сопротивление, тем выгоднее детектор. Но нагрузочное сопротивление нельзя брать больше сотен килоом, так как переходные процессы, которые мы не рассматривали, будут искажать воспроизводимый сигнал первичной формы вследствие слишком медленного разряда конденсатора $C_б$ через резистор R.

Искажения формы первичного сигнала проще всего показать на примере детектирования радиоимпульсов. В телевизионных приемниках детектор должен превращать радиоимпульс в импульс одностороннего напряжения, т. е. в видеоимпульс. По существу при этом задача детектора и его принципиальная схема не изменяются: на выходе детекторного каскада необходимо получить импульс напряжения, который воспроизвел бы огибающую амплитуд радиоимпульса. Особенность детектирования импульсов заключается в выборе параметров схемы. Если взять нагрузочный резистор R и блокировочный конденса-

тор $C_б$ тех же, что и для детектирования, радиотелефонных сигналов, то видеоимпульс окажется искаженным под влиянием переходных процессов в нагрузке: конденсатор будет заряжаться через диод постепенно и разряжаться через резистор по окончании радиоимпульса за время, соизмеримое с длительностью импульса $T_{имп}$, как показано на рис. 12.37. Чтобы сократить

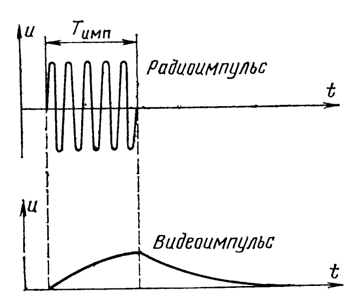


Рис. 12.37. Искажения при детектировании импульсов

длительность переходных процессов (время заряда и разряда конденсатора $C_б$), приходится резко уменьшать сопротивление нагрузки детектора (до тысяч и даже сотен ом) и брать малую емкость $C_б$. В этом случае соотношение выпрямленного напряжения и высокочастотной амплитуды (т. е. коэффициент передачи) получается значительно меньше 0,9. Входное сопротивление также снижается.

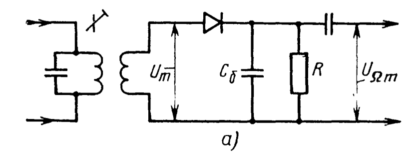
Диодное детектирование осуществимо и на полупроводниковых диодах. В транзисторных приемниках такой вид детектирования находит широкое применение. Однако работа полупроводникового диода в схеме детектора сильно отличается от работы лампового.

Полупроводниковый диод работает при малых значениях амплитуд напряжения радиосигнала (примерно 0,1—0,3 В) и имеет сравнительно малое нагрузочное сопротивление R (рис. 12.38, *а*). Дело в том, что следующий за детектором каскад усиления на транзисторе обладает малым входным сопротивлением, а потому сопротивление R приходится брать лишь в единицах килоом, так как по переменному току эти сопротивления параллельны. Естественно, что коэффициент передачи напряжения, который для лампового детектора мы принимали при больших сигналах равным 0,9, для полупроводникового диода окажется примерно 0,1—0,3 (при напряжении радиосигнала около 0,1 В). Входное сопротивление диодной схемы (при указанных напряжениях) вычисляется приближенно из формулы $R_{вх} \approx R/2K_д$, где $K_д$ — коэффициент передачи напряжения.

Так, например, при сопротивлении нагрузки для переменного тока $R = 1$ кОм и коэффициенте передачи $K_д = 0{,}3$ получим $R_{вх} \approx 1600$ Ом. Если амплитуда напряжения сигнала $U_m = 0{,}1$ В, то мощность, потребляемая детектором, составит $P_{вх} = \frac{U_m^2}{2R_{вх}} = \frac{10^{-2}}{2 \cdot 1600} \approx 3$ мкВт (тот же порядок, что и для лампового диода).

Недостатком простейшей схемы детектора с полупроводниковым диодом является плохая фильтрация высокочастотного напряжения, которое, усиливаясь дополнительно в низкочастотных каскадах и воздействуя обратно на вход высокой (промежуточной) частоты, может привести приемник к самовозбуждению. Если же увеличивать емкость $C_б$, чтобы отвести ток высокой частоты от сопротивления R, то потребовалась бы емкость настолько большая, что через нее прошли бы токи верхних звуковых частот (ухудшение частотной характеристики приемника).

Несколько более совершенна схема двухполупериодного детектирования, показанная на рис. 12.38, *б*. В ней положительный полупериод входного напряжения дает импульс тока через верхний диод и сопротивление R, а отрицательный полупериод — через нижний и верхний диоды и сопротивление R в том же направлении. Схема дает удво-



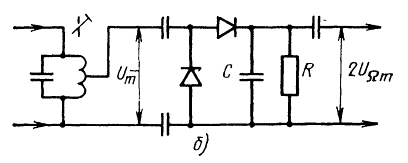


Рис. 12.38. Схемы детектирования с полупроводниковыми диодами: *а* — обычная; *б* — двухполупериодная

енное выпрямленное напряжение (при данном U_m) и улучшенную фильтрацию, но входное сопротивление уменьшается вдвое, так как сигнал расходует энергию за два полупериода.

Теперь рассмотрим несколько схемных вариантов лампового и полупроводникового детектирования.

Если контур LC высокой частоты включен непосредственно в анодную цепь предыдущего каскада, то диод нужно защитить от действия положительного напряжения анодного питания. В этом случае применяется схема, показанная на рис. 12.39, *а*; в ней блокировочный конденсатор $C_б$ служит разделительным, а нагрузочный резистор R включен параллельно диоду.

В принципе такая схема хуже, чем основная (см. рис. 12.34), так как здесь на нагрузочном сопротивлении R имеется напряжение высокой частоты, т. е. совсем отсутствует высокочастотная фильтрация. Прохождение же тока высокой частоты в низкочастотный тракт может привести к самовозбуждению приемника из-за воздействия выхода на вход высокой (промежуточной) частоты через паразитные ОС. Кроме того, параллельное включение резистора R снижает входное сопротивление схемы до значения $R/3$ (вместо $R/2$).

На рис. 12.39, *б* изображена схема детектора с улучшенной фильтрацией напряжения высокой частоты. Здесь полезное напряжение снимается с некоторой части R_2 нагрузочного сопротивления R_1+R_2. Этим несколько снижается амплитуда напряжения звуковой частоты. Однако если учесть, что сопротивление R_2 шунтируется по высокой частоте входной емкостью $C_{вх}$ следующего каскада, а сопротивление R_1 этой емкостью не шунтируется, то станет очевидным, что напряжение высокой частоты будет падать преимущественно на участке R_1, не действуя на выходе детектора. На рис. 12.39, *в* представлена комбинация диодного детектора и усилителя низкой частоты на сопротивлениях, выполненная на диод-триоде.

Амплитудное детектирование может осуществляться и с помощью усилительных ламп или транзисторов. Каждая цепь усилительного прибора, обладающая нелинейной характеристикой, может быть применена для детектирования. С этой точки зрения схемы на усилительных лампах могут выполнять детектирование сеточное, анодное или с помощью катодного тока. Но сеточное и анодное детектирование в настоящее время практически не применяется. Катодное же детектирование (в триоде с общим анодом), представленное схематически на рис. 12.40, *а*, может найти применение. Здесь амплитудно-модулированное напряжение подается между сеткой и катодом триода через конденсатор $C_к$ емкостью 100—200 пФ. Параллельно конденсатору включен резистор $R_к$ сопротивлением около 30 кОм. Напряжение смещения, создаваемое на резисторе $R_к$ постоянным катодным (анодным) током, сдвигает исходную рабочую точку к нижнему сгибу характеристики анодного тока. Благодаря нелинейности этого участка происходит детектирование и в составе катодного (анодного) тока возникает составляющая звуковой частоты, которая также проходит через резистор $R_к$ и создает на нем полезное напряжение, снимаемое через разделительный конденсатор $C_р$ большой емкости на регулятор громкости сигнала R.

Достоинство катодного детектора в сравнении с диодным — большее входное сопротивление. Усилительными

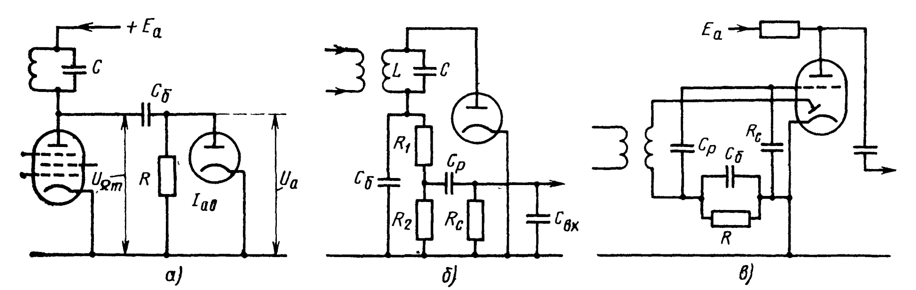


Рис. 12.39. Схемные варианты диодного лампового детектирования:
а — схема с «закрытым входом»; *б* — схема с разделенным сопротивлением; *в* — схема с диод-триодом

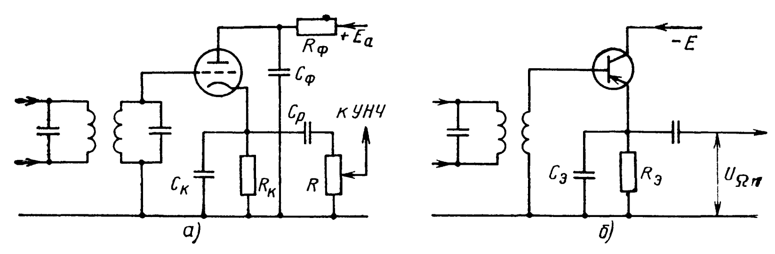


Рис. 12.40. Схемы детектирования в усилительных приборах:
а — катодный детектор; *б* — эмиттерный детектор

же свойствами данная схема, как и другие схемы с общим анодом, не обладает.

Совершенно аналогично при стремлении к большому входному сопротивлению детектора в транзисторном приемнике выгодна схема с нагрузочным сопротивлением в цепи эмиттера (с общим коллектором), показанная на рис. 12.40, *б*.

Перейдем к детектированию радиотелефонного сигнала с частотной модуляцией. Из гл. 11 мы знаем, что осуществить такое детектирование с помощью простого амплитудного детектора невозможно: сигнал с ЧМ имеет неизменные амплитуды, а потому обычный (например, диодный) детектор создает под их воздействием лишь постоянный ток. Если же амплитуды ЧМ сигнала изменяются, то это происходит в результате воздействия внешних помех и внутренних шумов, т. е. представляется нежелательным явлением.

Таким образом, в приемнике ЧМ сигналов оказывается необходимым: во-первых, устранить с помощью ограничителя изменения амплитуд ЧМ сигнала; во-вторых, преобразовать ЧМ сигнал в модулированный по амплитуде; в-третьих, выполнить обычное амплитудное детектирование последнего. Иногда конверсия (преобразование ЧМ в АМ) и амплитудное детектирование преобразованного сигнала осуществляются в общем блоке (устройстве). Пример такого объединенного устройства приводился в гл. 11 и был назван дискриминатором. Возможны и другие варианты устройств детектирования ЧМ сигналов. Название «частотный детектор» объединяет все комбинированные устройства этого назначения.

На основе сказанного мы можем изобразить структурную схему приемника ЧМ сигналов (рис. 12.41), которая несколько отличается от схемы приемника АМ сигналов (см. рис. 12.5). В режим амплитудного ограничения обычно ставится последний каскад усиления промежуточной частоты, как и показано на рис. 12.41; впрочем, не исключена возможность применения ограничителя специальной конструкции. Но не только ограничитель и преобразователь модуляции составляют особенности ЧМ приема. Особенностью ЧМ является требуемая полоса пропускания и, как следствие, применяемый для ЧМ диапазон волн.

В радиовещании с ЧМ применяется большой индекс модуляции (см. гл. 11), так как при этом условии достигается почти полное подавление помех благодаря «преобладанию» закономерной

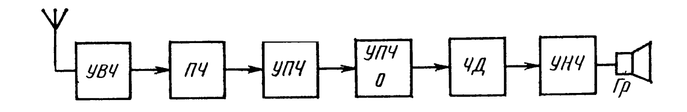


Рис. 12.41. Структурная схема приемника сигналов с частотной модуляцией:
УВЧ — усилитель высокой частоты; ПЧ — преобразователь частоты; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; О — ограничитель; ЧД — частотный детектор; УНЧ — усилитель низкой частоты; Гр — громкоговоритель

(полезной) частотной модуляции над паразитной, создаваемой помехами. Большому индексу модуляций соответствует и значительная девиация частоты. В радиовещании наибольшая девиация (соответствующая самому громкому звуку) составляет примерно 100 кГц. Полоса же пропускания, как мы знаем, потребуется равной удвоенному значению наибольшей девиации. Следовательно, приемник ЧМ должен иметь полосу пропускания $П = 2\Delta f_{макс} \approx 200$ кГц. Принимая добротность контура промежуточной частоты $Q_э = 50$ и считая, что полоса пропускания $2\Delta f_{макс} \approx f_{пр}/Q_э$, находим приемлемое значение промежуточной частоты $f_{пр} \approx 2\Delta f_{макс} Q_э = 200 \cdot 50 = 10\,000$ кГц, что соответствует длине волны $\lambda = 30$ м. И практически промежуточная частота в приемниках ЧМ радиовещания бывает примерно такого значения (8,4 или 10,7 МГц). Естественно, что радиочастота должна лежать в диапазоне УКВ, так что ее участки могут чередоваться с участками частот телевидения.

Итак, основными отличиями радиовещательного приемника ЧМ от приемника АМ являются: наличие частотного детектора и ограничителя амплитуд, широкая полоса пропускания и, самое главное, УКВ диапазон. Разумеется, универсальные приемники высокого класса имеют возможность приема не только АМ, но и ЧМ сигналов, и переход на прием ЧМ связан со сменой как контуров высокой частоты, так и контуров промежуточной.

Рассмотрим некоторые разновидности схем ограничителей и дискриминаторов, применяемых в современных радиовещательных приемниках. В гл. 11 мы встретились с описанием принципа действия простейших схем ограничителей на диодах и триодах. В приемниках ЧМ сигналов ограничительный режим устанавливается обычно не в специальном каскаде, а в последнем каскаде усиления промежуточной частоты на пентоде. Практически это достигается включением в цепь первой сетки резистора $R_с$ (около 100 кОм), блокируемого конденсатором $C_с$ (примерно 50 пФ), а также подачей пониженного напряжения на экранирующую сетку (через резистор $R_э$ сопротивлением около 150 кОм) и анод (рис. 12.42, *а*). При увеличении амплитуд сигнала порог ограничения устанавливается возникающим током первой сетки и наличием верхнего сгиба характеристики анодного тока. Желательно, чтобы при малых напряжениях сигнала (ниже порога ограничения) усиление этого каскада было хотя бы приблизительно такого же значения, как и в режиме обычного усиления промежуточной частоты. Для суждения об этих свойствах усилителя-ограничителя может быть снята амплитудная характеристика, т. е. зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{выхm}$ от амплитуды сигна-

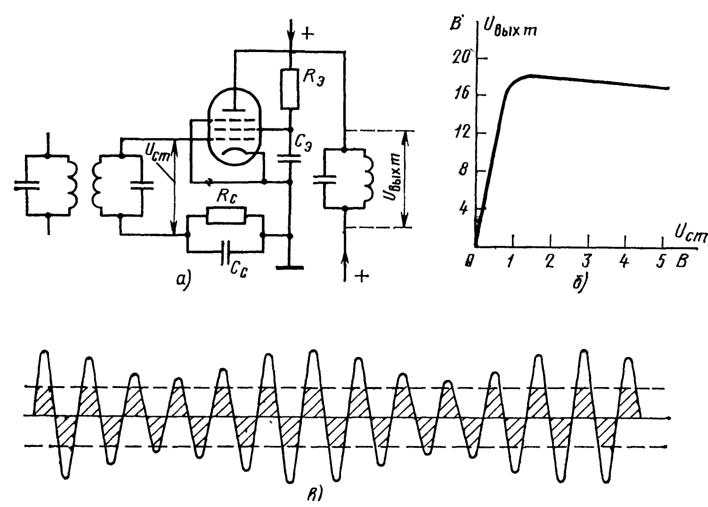


Рис. 12.42. Усилительно-ограничительный каскад:
а — схема; *б* — амплитудная характеристика; *в* — иллюстрация ограничения

ла на сетке $U_{c\,m}$ (рис. 12.42,*б*). Из характеристики следует, что порог ограничения соответствует входной амплитуде около 1 В и что до этого порога коэффициент усиления каскада $K_0 \approx 20$. Ограничение радиосигнала, подвергавшегося паразитной модуляции по амплитуде, иллюстрируется на рис. 12.42,*в*.

Выходной контур усилителя-ограничителя служит одновременно одним из контуров дискриминатора, описанного выше (см. гл. 11). Однако в сравнительно простых приемниках наблюдается стремление возложить на дискриминатор и функции амплитудного ограничителя, обеспечив полноценную работу последнего каскада промежуточной частоты в качестве усилителя. Дискриминатор, выполняющий функции ограничителя, конвертора модуляции и амплитудного детектора, называется **дробным частотным детектором**. Одна из его возможных схем представлена на рис. 12.43.

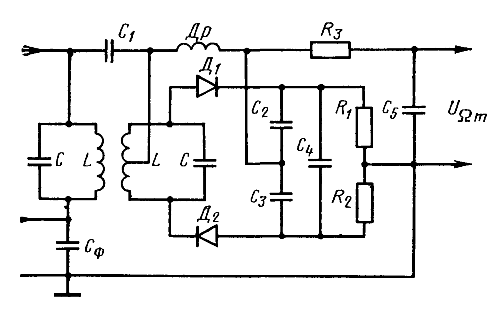


Рис. 12.43. Схема дробного частотного детектора

Основным отличием дробного детектора от дискриминатора, описанного в гл. 11, является то, что диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены последовательно, а не навстречу один другому, и их нагрузочные резисторы R_1 и R_2 шунтированы конденсатором C_4 большой емкости (около десятка микрофарад). Конденсаторы небольшой емкости C_2 и C_3, сопротивление которых для звуковой частоты велико, имеют средний вывод; с этого вывода и заземленного среднего вывода резисторов R_1 и R_2 снимается выходное напряжение звуковой частоты $U_{\Omega m}$ через высокочастотный фильтр R_3C_5. Ток верхнего диода через катушку вторичного контура и резистор R_3 заряжает конденсатор C_2, а ток нижнего диода — конденсатор C_3. Постоянные напряжения на этих конденсаторах приблизительно равны амплитудам переменных напряжений на диодах.

Из векторных диаграмм, изображенных на рис. 11.27, видно, что арифметическая сумма напряжений на диодах на любых частотах остается примерно одинаковой. Вследствие этого и сумма напряжений на конденсаторах C_2 и C_3 при изменении частоты почти не меняется. Этому также способствует большая постоянная времени присоединенной параллельно цепи $[C_4; (R_1+R_2)]$, которую выбирают много больше периода модулирующих частот. При частоте сигнала, равной частоте настройки контуров, напряжения на резисторах R_1 и R_2 равны, суммарное напряжение на конденсаторах C_2 и C_3 делится ими пополам, и на резисторе R_3 разности потенциалов нет — напряжение на выходе равно нулю.

Если частота отличается от резонансной частоты контуров, напряжение на диодах, а следовательно, и постоянные напряжения на конденсаторах C_2 и C_3 будут различны, а на резисторе R_3 возникнет разность потенциалов, которая передается на выход. Выходное напряжение и его знак будут зависеть от отклонения частоты от резонансной частоты контуров.

Таким образом, сумма напряжений на конденсаторах определяется средней амплитудой сигнала и не зависит от паразитной АМ сигнала шумами. Изменение частоты изменяет лишь отношение, в котором это напряжение делится между конденсаторами C_2 и C_3. Это и подчеркивается названием устройства — дробный детектор или детектор отношения.

12.8. РЕГУЛИРОВКИ В ПРИЕМНИКАХ

С некоторыми видами регулировок мы встречались в предыдущих главах. Сейчас остановимся несколько подробнее на регулировках, находящих применение в приемниках разных классов. Регулировкам могут подвергаться те или иные параметры и характеристики приемника для создания наиболее благоприятных условий приема выбранной станции. Регуляторы возможны как ручные, так и автоматические, причем те и другие в премниках высоких классов могут дополнять один другой.

Основным видом регуляторов явля-

ются, конечно, органы настройки. Чаще всего настройка осуществляется вручную. Поддиапазоны, т. е. индуктивности высокочастотных контуров, сменяются переключателем вращаемого или клавишного типа. Плавная настройка внутри поддиапазона производится вращением оси роторов блока конденсаторов переменной емкости.

В сравнительно редких случаях плавная настройка дополняется беспоисковой кнопочной настройкой на определенные для каждой кнопки значения длины волны. Нажатие кнопки в простейшем случае устанавливает конденсаторный блок в положение, соответствующее требуемой длине волны. В более сложном случае нажатием кнопки производится скачкообразное изменение индуктивности или емкости, т. е. механизм кнопки является коммутирующим устройством контуров радиочастоты и гетеродина. Следует напомнить, что при одном каскаде усиления высокой частоты в приемнике перестраиваются три контура: входного устройства, усилителя и гетеродина. В некоторых типах наиболее сложных приемников нажатием кнопки включается небольшой электродвигатель, который вращает ось роторов конденсаторного блока и останавливается разрывом цепи на заданном угле поворота.

Большинство ламповых приемников снабжается электронно-световым индикатором (указателем) настройки, который облегчает точную установку контуров в резонанс с искомой радиостанцией. Для визуального индикатора применяются специальные электронные лампы (например, 6Е1П и 6Е5С). Такая лампа представляет собой сочетание триода и специального диода в одном баллоне при общем катоде. В качестве анода диод имеет экран в форме чашечки. Этот экран покрыт с внутренней (вогнутой) стороны люминесцирующим веществом, которое дает зеленоватое свечение при ударах электронов. От анода триода внутрь чашечки входит отросток — металлический стержень. Закрепляется лампа горизонтально сзади панели приемника, через отверстие в которой виден раскрыв люминесцирующего экрана.

Включается индикатор (рис. 12.44) после детектора, причем то постоянное напряжение на нагрузочном сопротивлении R, от которого вход усилителя защищается с помощью конденсатора $C_р$, подводится без разделительного конденсатора к сетке индикатора. Между анодом триода и светящимся экраном

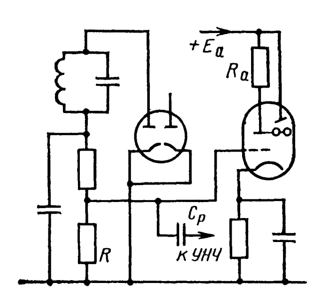


Рис. 12.44. Схема включения электронно-светового индикатора настройки

включен резистор $R_а$ большого сопротивления. Если прием сигнала отсутствует и отрицательное смещение на сетку индикатора не подается, то в триодной части проходит значительный ток через резистор $R_а$, а потому потенциал анода оказывается ниже потенциала экрана. Отросток-стержень в этом случае отталкивает от себя электроны, и на экране наблюдается широкий затемненный сектор. При приеме сигнала триод запирается, потенциал его анода и стержня возрастает и темный сектор сжимается, что и служит признаком настройки на станцию.

Очень удобно вести настройку по индикатору, уменьшив громкость звука. В этом случае, «проходя» по шкале приемника, не слышишь посторонних станций. Когда настройка на желаемую станцию достигнута, громкость следует увеличить. Естественно, что выход индикатора из строя не нарушает работу основного тракта приемника.

Большое значение для достижения нормальных условий приема имеют регуляторы усиления. Так, при приеме дальних или маломощных передатчиков требуется большое усиление, обеспечивающее приемнику высокую чувствительность. Но большое усиление вредно при приеме радиоволн с большой напряженностью поля, так как каскады приемника окажутся перегруженными и звук от громкоговорителя будет чрезмерно громким и искаженным.

В сравнительно простых приемниках можно осуществить ручную регулировку усиления по высокой или промежуточной частоте. Имея возможность в системе электропитания приемника получить источник отрицательного смещения $-E_с$, делают смещение на уп-

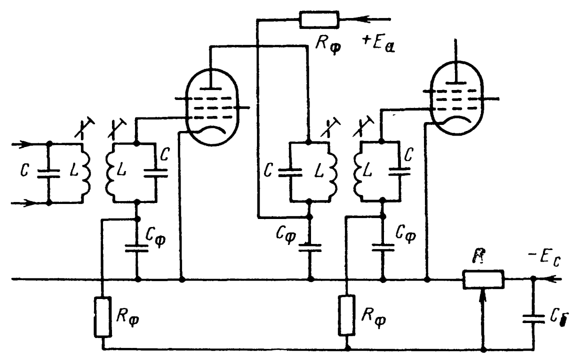


Рис. 12.45. Схема ручного регулятора усиления промежуточной частоты

равляющих сетках ламп изменяемым вручную с помощью потенциометра R, как показано на рис. 12.45, для двух каскадов усиления промежуточной частоты. Пентоды в регулируемых каскадах целесообразно применить с удлиненными характеристиками, подобными показанной на рис. 8.25. В этом случае сильный сигнал, для которого регулятором устанавливается большое отрицательное смещение, будет развертываться на участке с плавно изменяющейся крутизной и огибающая кривая АМ не исказится криволинейностью характеристики. При пентодах с короткими характеристиками возможны нелинейные искажения огибающей кривой модулированного сигнала, и эти искажения проявляются после детектора в виде высших гармоник звукового сигнала. Именно с этой целью и были разработаны пентоды с удлиненными характеристиками.

При подаче отрицательного смещающего напряжения на сетки регулируемых ламп от специального источника катодные сопротивления включать нецелесообразно: с увеличением внешнего смещения анодный ток будет уменьшаться, следовательно, уменьшится и падение напряжения на катодном сопротивлении, ослабив тем самым эффект регулировки.

Ручной регулятор усиления должен приводиться в действие при переходе от приема сигналов мощной и близкой радиостанции к приему слабых сигналов (или обратно), обеспечивая в каждом случае приблизительно постоянную амплитуду на входе детектора, соответствующую нормальным условиям детектирования. Такую задачу можно выполнить вручную. Но значительно труднее следить ручным регулятором за изменениями напряженности поля одной и той же радиостанции. Поле может резко изменяться на КВ, а ночью и на СВ вследствие замирания. При приеме в автомобиле поле сильно изменяется в случае движения за преградами (железобетонные здания, мосты, иногда холмы и др.). Гораздо удобнее иметь автоматический регулятор усиления по промежуточной (иногда и по высокой) частоте.

Сколько каскадов должно подвергаться автоматической регулировке усиления? Обычно во сколько раз меньше должны быть изменения напряжения на входе детектора по сравнению с изменениями напряженности поля сигналов. Исходя из этого, вычисляют требуемое изменение общего усиления до детектора $K_{макс}/K_{мин}$. Но усиление пропорционально крутизне, и если каскады однотипны, то $K_{макс}/K_{мин} = (S_{макс}/S_{мин})^N$, где N — число регулируемых каскадов, а $S_{макс}$ и $S_{мин}$ — предельно достижимые границы изменения крутизны.

Особенностью автоматического регулятора усиления (АРУ) по сравнению с ручным является получение отрицательного смещающего напряжения путем выпрямления радиосигнала. Для этого можно воспользоваться постоянной составляющей выпрямленного напряжения на нагрузочном сопротивлении диодного детектора — той же постоянной составляющей, которой мы пользовались для воздействия на электронно-световой индикатор настройки (см. рис. 12.44). Такая простая схема АРУ находит практическое применение; однако она имеет тот недостаток, что детектор уже

выдает отрицательное выпрямленное напряжение в случае слабого сигнала, ухудшая тем самым чувствительность приемника.

Значительно лучше работает автоматический регулятор усиления с задержкой, требующий для своего выполнения отдельного диода. Именно с этой целью и выпускаются двойные диоды или двойные диоды в комбинации с триодами или пентодами. Схема получения отрицательного смещения от отдельного диода для АРУ с задержкой приведена на рис. 12.46. Задержка

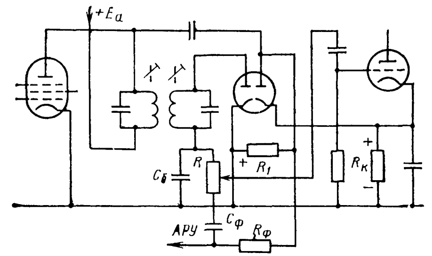


Рис. 12.46. Схема источника напряжения автоматической регулировки усиления с задержкой

заключается в том, что на катод правого (по схеме) диода (диода АРУ) воздействует постоянное положительное напряжение с резистора $R_к$, питаемого катодным током усилительного каскада низкой частоты; отрицательным знаком это напряжение, следовательно, приложено к аноду диода. Пока амплитуда сигнала не превысит напряжения задержки, смещение на сетки регулируемых ламп не подается. Если же сигнал превысил уровень задержки, то в цепи диода АРУ на резисторе R_1 создается выпрямленное напряжение, подаваемое к управляющим сеткам регулируемых ламп. Значит, дальнейший рост амплитуд сигнала приводит к увеличению смещения на управляющих сетках регулируемых ламп и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления по высокой и промежуточной частоте. Таким образом, изменения амплитуд напряжения на входе детектора сигнала автоматически резко ограничиваются в сравнении с изменениями напряженности поля сигнала. Фильтр нижних частот $C_ф R_ф$ нужен для того, чтобы исключить воздействие на сетки переменных напряжений с нагрузочного сопротивления R_1 диода АРУ. Отметим, что напряжение промежуточной частоты снимается с первого контура полосового фильтра по параллельной схеме (см. рис. 12.39, *а*), тогда как на детекторный диод напряжение снимается со второго контура по последовательной схеме. Таким включением сохраняется приближенное равенство добротностей обоих контуров полосового фильтра.

Относительное постоянство амплитуды сигнала на входе детектора при наличии АРУ обеспечивает также приближенно постоянную громкость звучания сигнала. Но это не всегда желательно для радиослушателя. Громкость должна регулироваться применительно к объему помещения, к уровню шума в этом помещении, к часам суток и т. п. Поэтому наряду с АРУ по высокой и промежуточной частоте применяется ручная регулировка усиления в низкочастотном тракте. Простым ручным регулятором громкости служит делитель напряжения низкой частоты на нагрузочном сопротивлении (потенциометр R на рис. 12.46) детекторного диода.

Более сложные функции в каскадах низкой частоты приемника выполняют ручные регуляторы тембра (называемые неправильно регуляторами тона). Тембр («окраска» звука) зависит от усиления различных тонов звуковой гаммы сигнала. Тембр воспроизводимого звука должен в принципе быть сходен с тембром первичного сигнала, которым модулируется передатчик. Если уменьшить усиление в области нижних звуковых частот, то звук приобретет звенящий тембр, подчеркивающий основную мелодию музыки. Если уменьшить усиление в области верхних звуковых частот, то звук будет более глухим, подчеркивающим аккомпанемент музыки. Если же уменьшить усиление и на нижних, и на верхних звуковых частотах, то частотная характеристика приемника (см. рис. 12.3) сузится и слева, и справа, уменьшив тем самым уровень шумов и помех за счет ухудшения тембра принимаемого сигнала.

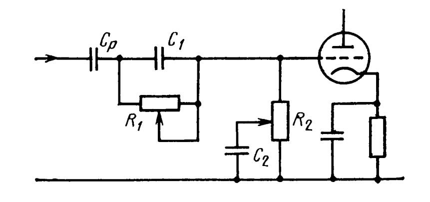


Рис. 12.47. Ручные регуляторы тембра в ламповом приемнике

Итак, можно встретить два регулятора тембра: нижних и верхних частот. Простейший пример схемы таких регуляторов на входе одного из каскадов усиления низкой частоты показан на рис. 12.47. В этой схеме конденсатор $C_р$ является обычным разделительным для перехода от предыдущего детекторного или усилительного каскада. Конденсатор C_1 имеет малую емкость и пропускает лишь токи верхних звуковых частот. Но параллельно ему включен регулируемый резистор R_1, уменьшая сопротивления которого, открываем путь и токам нижних частот. Емкость конденсатора C_2 значительна. Если его включить полностью параллельно сеточному резистору R_2, то для токов верхних частот вход усилителя будет шунтирован; если же движок резистора R_2 перемещать вниз (по схеме), то усиление на верхних частотах возрастет.

12.9. ПРИМЕРЫ СХЕМ ПРИЕМНИКОВ

Рассмотрев принципы действия всех блоков приемника, в заключение дадим примеры схем, в которых эти блоки объединяются и составляют приемник в целом.

Схема супергетеродинного приемника на электронных лампах изображена на рис. 12.48. Для наглядности основных деталей схемы в ней показан лишь один диапазон.

Приемник имеет следующие блоки: входные цепи (ВЦ) с индуктивной связью антенны, каскад усиления высокой частоты (УВЧ) на пентоде с индуктивной связью между контуром и анодной цепью лампы, преобразователь частоты (ПЧ) на гептоде с двухконтурным фильтром промежуточной частоты, два каскада усиления промежуточной частоты (УПЧ) на пентодах с такими же фильтрами, детектор Д (левый диод двойного диод-триода), автоматический регулятор усиления (АРУ) трех каскадов (правый диод двойного диод-триода), каскад усиления низкой частоты (УНЧ — триодная часть двойного диод-триода) и выходной каскад (ВК) на лучевом тетроде. Все блоки этого приемника были рассмотрены в предыдущих параграфах.

Для многоламповых всеволновых супергетеродинных приемников, схемы которых громоздки, приведем лишь некоторые характерные узлы.

На рис. 12.49 представлена структурная схема супергетеродина, имеющего обычные диапазоны сигналов с АМ и диапазон УКВ радиовещания с ЧМ. Замечательно следующее: лампы усилителя промежуточной частоты здесь одни и те же, но полосовые фильтры сменяются при переходе на УКВ. Усилитель промежуточной частоты при приеме УКВ имеет лишний каскад для обеспечения достаточной амплитуды напряжения на входе амплитудного ограничителя.

На рис. 12.50 дается схема простейшего супергетеродинного транзисторного приемника. Магнитная антенна участвует в составе входного устройства. Первый транзистор выполняет функции преобразователя частоты с совмещенным гетеродином: контур гетеродина подключен к тому же транзистору по трехточечной системе с ОК. Усиления на частоте сигнала приемник не имеет. Второй транзистор — усилитель колебаний промежуточной частоты с одним резонансным контуром, питающим диодный детектор. Третий транзистор — предмощный каскад усиления колебаний звуковой частоты, а последние два транзистора образуют двухтактный выходной каскад. Все элементы приемника были по отдельности рассмотрены в предыдущих параграфах.

Можно рассчитывать, что изложенные нами сведения о радиоприемниках и их элементах позволят читателю ориентироваться в схемах приемной радиовещательной аппаратуры. Профессиональная радиоприемная техника, развивающаяся наряду с радиовещательной, имеет, разумеется, свои существенные особенности. В профессиональных приемниках требуется устранить поиск корреспондента и подстройку в процессе приема. А это обеспечивается высокой стабильностью градуировки и в первую очередь стабильностью гетеродина в преобразователе частоты, достигаемой, например, кварцевой стабилизацией, которая исключает плавную перестройку гетеродина и заставляет существенно изменять схему приемника. В каскадах промежуточной частоты применяются полосовые фильтры с многими контурами или фильтры электромеханических типов (например, с кварцевыми пластинами в качестве колебательных систем).

В совершенствовании техники радиовещательного приема большое значе-

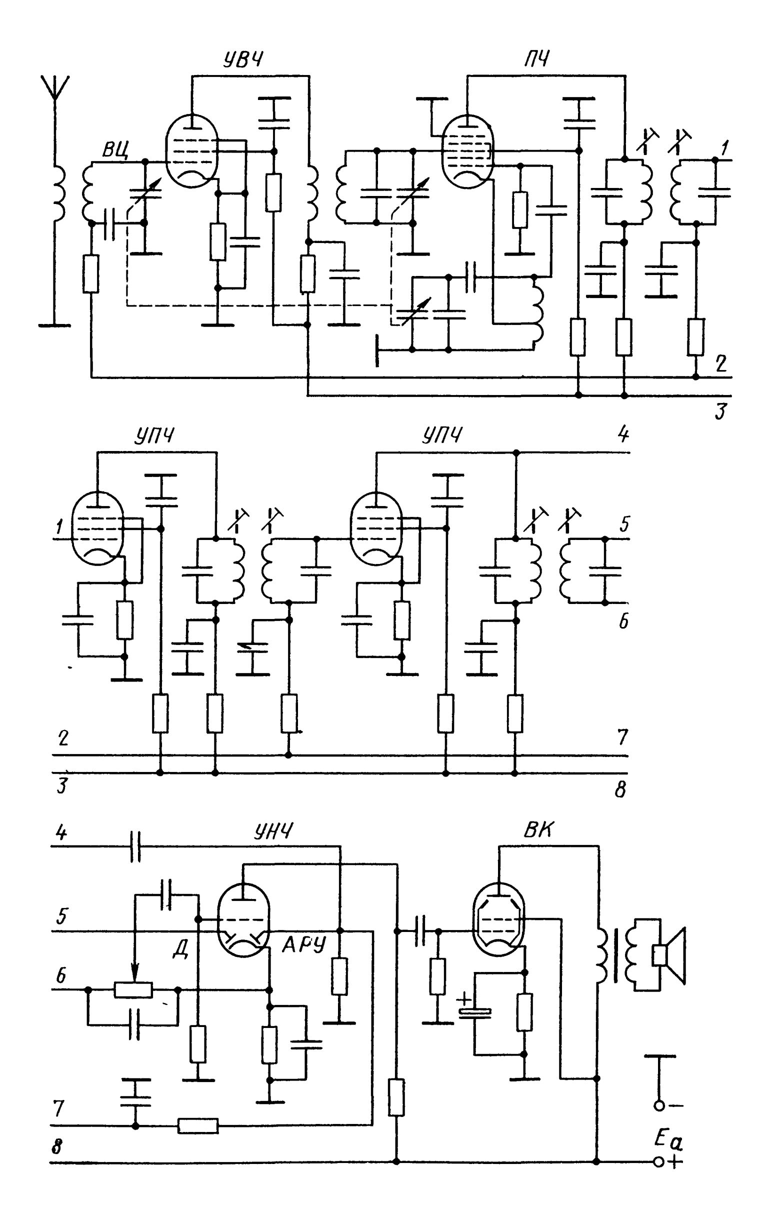


Рис. 12.48. Схема супергетеродинного приемника на электронных лампах

ние имеют электроакустические свойства приемников. Разделение и воспроизведение разными громкоговорителями нижних и верхних звуковых частот расширяет частотный диапазон звука и исключает искажающее нелинейное взаимодействие колебаний разных частот в усилителе. Большие успехи достигнуты в стереофоническом воспроизведении звука, т. е. в создании такого же акустического поля, какое воздействовало на микрофоны в концертном зале.

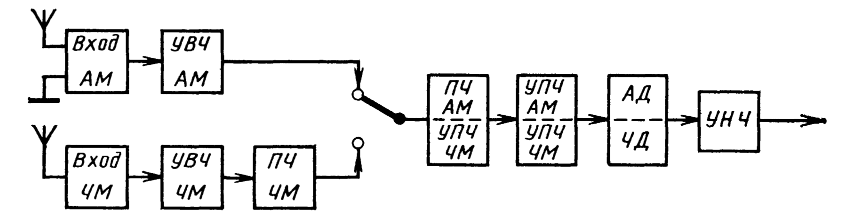


Рис. 12.49. Структурная схема радиовещательного приемника для АМ и ЧМ сигналов:

УВЧ — усилитель высокой частоты; ПЧ — преобразователь частоты; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АД — амплитудный детектор; ЧД — частотный детектор; УНЧ — усилитель низкой частоты

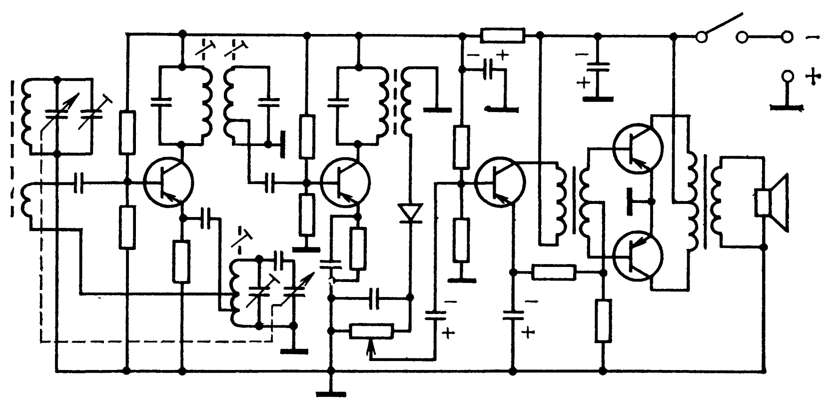


Рис. 12.50. Схема простейшего супергетеродинного приемника на транзисторах

Глава тринадцатая

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

13.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Радиопередающие устройства предназначаются для создания модулированных высокочастотных колебаний, энергия которых преобразуется антенной в энергию электромагнитных волн. Современные радиопередающие устройства классифицируют в первую очередь по области их применения. Этот признак в значительной мере определяет рабочий диапазон, общую структуру, вид модуляции, способ стабилизации частоты и прочие основные данные передатчиков.

Структура радиопередающих устройств может сильно различаться в зависимости от целевого назначения и рабочего диапазона станции. Поэтому следует ознакомиться с основными принципами построения радиопередающих устройств различных типов. При этом по общему техническому признаку все радиопередатчики могут быть разбиты на две группы: с непрерывным и импульсным излучением сигналов. Вне зависимости от целевого назначения у передатчиков каждой из этих групп очень много общего. К первой группе относятся передатчики радиовещательных, связных, телевизионных, части радионавига-

ционных станций и линий телеуправления. Ко второй — почти все передатчики радиолокационных станций, части многоканальных линий связи, телеуправления и радионавигационных станций. Остановимся сначала на особенностях построения и работы передатчиков с непрерывным излучением.

По общему принципу работы радиовещательные и связные станции очень близки, но если первые работают обычно на фиксированной волне (также работают и телевизионные станции), то вторые могут изменять свою рабочую частоту в пределах весьма широкого диапазона, чтобы использовать наивыгоднейшую волну для связи с различными корреспондентами.

Развитие радиотехники началось с использования однокаскадных передатчиков, состоявших из одного генератора с самовозбуждением, в котором производилась модуляция или телеграфная манипуляция. Однако они не позволили получить значительную мощность и необходимую стабильность рабочей частоты. Поэтому в настоящее время радиовещательные и связные передатчики, как правило, строятся по многокаскадной схеме (рис. 13.1), состоящей из генератора с самовозбуждением (его называют з а д а ю щ и м   г е н е р а т о р о м

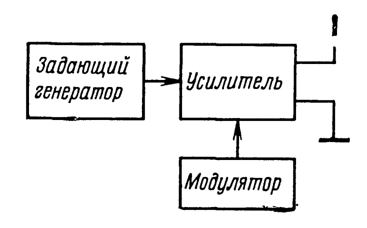


Рис. 13.1. Структурная схема радиопередающего устройства

передатчика), одного или нескольких каскадов усиления (генераторов с внешним возбуждением) и модулятора. Некоторые из промежуточных генераторов с внешним возбуждением могут работать в режиме умножения частоты.

Следует отметить, что повышение стабильности рабочей частоты является одной из самых важных проблем современной радиотехники; ради нее приходится идти на серьезные усложнения схем и конструкций радиопередающих устройств. Особое значение она имеет для передатчиков с непрерывным излучением.

13.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ЗАДАЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Проблема стабилизации частоты приобрела большое значение из-за увеличения числа действующих радиостанций. При недостаточной стабилизации частоты передатчиков возникают сильные взаимные помехи и нарушения нормальной связи. Это вынудило путем заключения специальных конвенций установить единые международные нормы допустимой нестабильности частоты передатчиков различного назначения, которые периодически пересматриваются и становятся со временем все более жесткими. Например, для радиовещательных станций ДВ диапазона не допускается уход частоты более чем на ±5 Гц, а для связных радиостанций в зависимости от вида станции в пределах 0,01—0,02% от установленного значения.

Какие же причины вызывают уходы частоты, определяемой задающим генератором? Среди этих причин первое место занимают изменения температуры. Емкость конденсаторов и индуктивность катушек зависят от их линейных размеров, которые в некоторых пределах изменяются при изменении температуры. Перепады рабочих температур деталей радиотехнических цепей могут иметь весьма большое значение. Постоянные и переменные токи проходя по катушкам и конденсаторам генераторов, нагревают их до 70—90° С.

Особенно большие перепады температуры наблюдаются у деталей ламп, что приводит к существенному изменению их междуэлектродных емкостей, входящих в колебательную систему генератора. Влияние прогрева особенно сильно проявляется в первые минуты после включения передатчика, когда происходит резкое изменение частоты, называемое «в ы б е г о м». Влияние изменения междуэлектродных емкостей лампы сказывается на частоте автогенератора тем резче, чем значительнее их удельный вес в общей емкости колебательной системы генератора. Обычно он тем больше, чем короче волна. В диапазоне метровых и более коротких волн часто внешний конденсатор вообще отсутствует, и вся емкость контура

определяется емкостями лампы. Поэтому, когда это возможно, стараются, чтобы задающий генератор работал на возможно более длинных волнах. Обычно задающие генераторы современных передатчиков работают на частотах не выше 1—3 МГц (на волнах 300—100 м). Отсюда вытекает важное практическое следствие: необходимость умножения частоты в промежуточных каскадах передатчиков, работающих на более коротких волнах.

Снижение нагрева деталей контура и лампы, необходимое для уменьшения ухода частоты, может быть достигнуто уменьшением мощности задающего генератора. Обычно она не превышает нескольких ватт. Эти обстоятельства служат основной причиной наличия большего числа каскадов умножения и усиления в современных передающих устройствах.

Борьба с температурными влияниями на частоту задающего генератора ведется в основном по двум направлениям: создание более эталонных колебательных систем, т. е. таких колебательных систем, которые мало изменяют свои параметры под влиянием изменения температуры и прочих внешних условий, и компенсацией температурных изменений, возникающих в отдельных элементах контура. Последнее осуществляется проще всего с помощью конденсаторов из специального твердого диэлектрика — тиконда, уменьшающего свою емкость при нагреве. Подключенный параллельно (рис. 13.2,*а*) или последовательно (рис. 13.2,*б*) основному конденсатору контура $C_к$, тикондовый конденсатор $C_т$ компенсирует увеличение емкости конденсатора $C_к$ при изменении температуры. Этот способ носит название термокомпенсации. Следует отметить, что несмотря на значительные успехи в технологии изготовления высокостабильных деталей они до сих пор являются дорогими и сложными в изготовлении и часто еще полностью не отвечают современным требованиям.

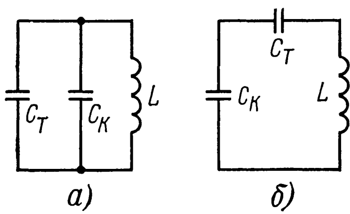


Рис. 13.2. Схемы температурной компенсации с помощью тикондовых конденсаторов

Изменение температурного режима генератора в процессе его эксплуатации может быть вызвано изменением питающих напряжений или сопротивления нагрузки. Одновременно с этим возникают изменения токов в отдельных цепях схемы, что приводит к изменению коэффициента ОС из-за изменения напряжения на участке сетка — катод лампы, создаваемого сеточным током; происходит перераспределение объемного заряда в лампе, что также приводит к изменению действующих значений междуэлектродных емкостей. Все это вместе взятое вызывает заметный уход частоты автогенератора. Для устранения изменений напряжений, питающих задающий генератор, последний, когда это возможно, питают от отдельного стабилизированного источника и не производят в нем модуляции. Чтобы уменьшить изменения нагрузки и устранить влияние каскадов, режим работы которых резко меняется вследствие модуляции, манипуляции и по другим причинам, за задающим генератором ставят так называемый буферный генератор, работающий без сеточных токов и поэтому почти ненагружающий возбудитель.

При современных требованиях к стабильности частоты смещение витков катушек, прогиб пластин конденсаторов, провисание монтажных проводов и прочие деформации деталей генератора, измеряемые десятыми и даже сотыми долями миллиметра, оказываются недопустимыми. Поэтому детали задающих генераторов делают массивными, прочными, а весь монтаж ведут жесткими закрепленными проводами. Заметные изменения частоты автогенератора возможны в результате изменения влажности и давления воздуха, что приводит к изменениям диэлектрической постоянной, а следовательно, и к изменению емкостей воздушных конденсаторов.

Стабильность частоты любой колебательной системы определяется в первую очередь двумя ее параметрами: добротностью и эталонностью. Это положение легко уяснить из простой механической аналогии. Представим себе маятник, совершающий колебания. Эти колебания сопровождаются превращением потенциальной энергии верхнего положения маятника в кинетическую энергию движения в его нижнем положении; они являются реактивными

энергиями колебательной системы. Потери энергии определяются трением в подвесе и о воздух. Отношение реактивной энергии к энергии потерь определяет добротность маятника как колебательной системы. Если запас реактивной энергии мал по сравнению с энергией потерь (добротность мала), то колебания будут вялыми, быстрозатухающими и даже слабые удары по маятнику смогут резко изменить характер его движения. Наоборот, если маятник массивен и высоко поднимается (запас реактивной потенциальной энергии велик), а потери на трение малы, то остановить или изменить его движение трудно; стабильность колебаний маятника в этом случае велика. Однако одного этого мало. Допустим, что высокодобротный маятник подвешен на металлической нити, которая сильно удлиняется от нагрева. В этом случае при нагреве частоту колебаний не спасет никакая добротность. Поэтому кроме большой добротности колебательная система должна обладать еще высокой эталонностью — способностью сохранять свои параметры неизменными под влиянием внешних воздействий.

Все это относится к любым колебательным системам, в том числе и к радиотехническим автогенераторам. Поэтому ясно, что в известных нам схемах наиболее высокую стабильность частоты можно получить, используя двухконтурные автогенераторы, в которых один из контуров можно не связывать с нагрузкой (тем самым не ухудшать его добротности) и изолировать от внешних влияний. Роль высокодобротных эталонных контуров в таких системах могут играть электромеханические резонаторы — пластинки кристаллов кварца.

Пластинки, вырезанные определенным образом из кристаллов кварца, обладают замечательными свойствами: если подвергать их сжатию или растяжению, то на их гранях появляются электрические заряды противоположных знаков (рис. 13.3); знаки зарядов изменяются при переходе от сжатия к растяжению. Это явление получило название прямого пьезоэлектрического эффекта. С другой стороны, имеет место и противоположное явление; пластинка, помещенная в электрическое поле, сжимается или растягивается в зависимости от направления поля. Это явление носит название обратного пьезоэффекта. Оба эти эффекта всегда сопровождают друг друга. Если поместить кварцевую пластинку в переменное электрическое поле конденсатора (рис. 13.3,*а*), то она придет в состояние колебаний; при этом на ее гранях появятся переменные электрические заряды. Они будут притягивать на пластины конденсатора дополнительные заряды, создавая кажущийся эффект появления некоторого тока, протекающего через кристалл кварца (так называемого пьезотока), что равноценно появлению в цепи некоторой дополнительной проводимости. Следовательно, нагрузка генератора будет состоять из конденсатора $C_{кд}$ (он же обычно играет роль держателя кварцевой пластинки) и включенного параллельно эквивалентного сопротивления кварца $Z_{эк}$ (рис. 13.3,*б*).

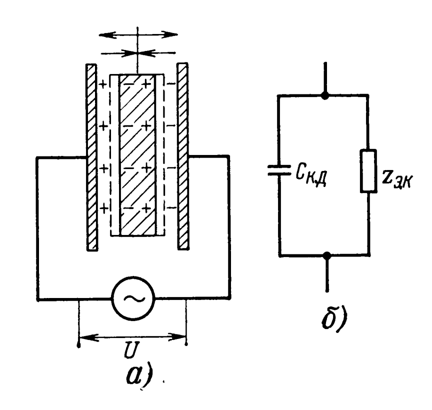


Рис. 13.3. Пьезоэффект в кварцевых пластинках:
а — пьезокварц в цепи переменного тока; *б* — эквивалентная схема кварца в кварцедержателе

Какой же характер имеет эквивалентное сопротивление кварца? При любом возбуждающем воздействии кварцевая пластинка должна будет совершать колебания с частотой вынуждающей силы. Однако сама пластинка, получив некоторую порцию энергии, стремится совершать колебания с собственной частотой. Поэтому если частота внешнего источника ниже собственной частоты кварцевой пластинки, то ее деформации, а следовательно, и пропорциональный им пьезоток будут опережать по фазе напряжение источника. Таким образом, кварцевая пластинка будет иметь эквивалентное сопротивление емкостного характера. Наоборот, при частоте внешнего источника, лежащей выше частоты собственных колебаний пластинки, деформации и ток через кварцевую

пластинку будут отставать по фазе от напряжения источника. Кварцевая пластинка будет представлять эквивалентное сопротивление индуктивного характера. Чем ближе частота внешнего источника к частоте собственных колебаний пластинки, тем больше их амплитуда и пьезоток. Поэтому кварцевая пластинка проявляет себя как последовательный электрический контур.

Тепловые потери при колебаниях пластинки очень малы, ее добротность достигает 10^4—10^7, что на много порядков выше добротности электрических контуров. Чем больше частота генератора отличается от собственной частоты пластинки, тем меньше амплитуда ее колебаний и пьезоток и тем больше сдвиг фаз тока относительно напряжения генератора.

Как же будет вести себя кварц в кварцедержателе?

Если частота генератора намного превышает собственную частоту пластинки, то пьезоток велик и отстает по фазе от напряжения. Это показано на рис. 13.4,*а*, где изображена векторная диаграмма кварца с кварцедержателем. Вектор U характеризует напряжение генератора, а вектор $I_{\text{кв}}$ изображает пьезоток кварца. Векторная диаграмма построена для такой расстройки кварца, когда реактивная составляющая пьезотока $I_{\text{кв.р}}$, имеющая индуктивный характер, равна емкостному току кварцедержателя $I_{\text{к д}}$. В этом случае в подводящей цепи они уничтожают друг друга, и в ней протекает только значительный ток активного характера $I_{\text{кв а}}$. Поэтому вся система представляет для генератора малое активное сопротивление; явления в ней аналогичны резонансу в последовательном контуре.

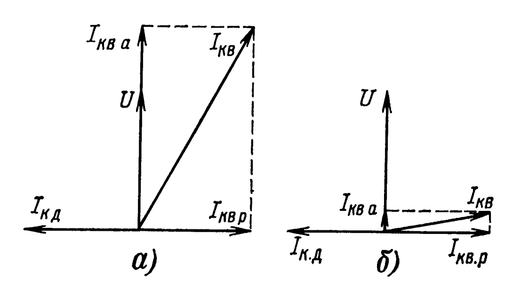


Рис. 13.4. Векторные диаграммы кварца в кварцедержателе:
а — при резонансе напряжений; *б* — при резонансе токов

При большей расстройке генератора амплитуда пьезотока резко уменьшается, а сдвиг фаз увеличивается и при некоторой расстройке реактивная составляющая пьезотока снова будет компенсировать емкостный ток кварцедержателя (рис. 13.4,*б*). Ток в подводящей цепи будет иметь снова чисто активный характер, но он будет очень мал. Поэтому в данном случае система представляет для генератора очень большое активное сопротивление, причем явления в ней аналогичны резонансу в параллельном контуре.

Таким образом, кварцевая пластинка вместе с ее держателем имеет две резонансные частоты, на которых она ведет себя как параллельный или как последовательный контур. Это можно пояснить также эквивалентной электрической схемой кварца в кварцедержателе (рис. 13.5). Резонансные свойства

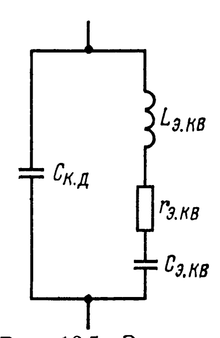


Рис. 13.5. Эквивалентные электрические параметры кварца в кварцедержателе

собственно кварцевой пластинки характеризуются схемой эквивалентного последовательного контура (правая ветвь), параллельно которому включена емкость кварцедержателя. Полученная схема представляет собой контур третьего вида, который имеет две резонансные частоты; между ними контур имеет реактивное сопротивление индуктивного характера (см. гл. 2).

Невозбужденный кварц в кварцедержателе представляет собой обычный конденсатор с твердым диэлектриком. Следовательно, его сопротивление может иметь индуктивный характер только за счет интенсивных пьезоэлектрических колебаний. Поэтому кварц используется чаще всего в тех местах схем автогене-

раторов, где он должен выполнять роль эквивалентной индуктивности, что гарантирует работу схемы только в случае возбуждения кварца.

Длина собственной волны кварцевой пластинки пропорциональна ее толщине (кварц, рассчитанный на работу в диапазоне СВ, представляет собой пластинку площадью в несколько квадратных сантиметров и толщиной около 1 мм). Пластинку кварца легко изолировать от внешних влияний, поместив ее в вакуумированный баллон, который часто еще совмещается с термостатом — устройством, поддерживающим постоянной температуру внутри баллона. Последнее не всегда необходимо, так как у многих кварцевых пластинок температурный коэффициент расширения очень мал, а у некоторых специально вырезанных пластинок он даже равен нулю. Таким образом, кварцевые резонаторы можно сделать высокоэталонными.

Существенным недостатком кварца является его хрупкость. При больших амплитудах колебаний кварцевые пластинки разрушаются, поэтому они не могут использоваться в схемах одноконтурных автогенераторов, где они выполняли бы роль нагрузочных контуров. В схемах двухконтурных генераторов их используют в цепях, где выделяется небольшая доля генерируемой мощности.

В настоящее время кварцевые генераторы выполняются исключительно на транзисторах (рис. 13.6), работающих

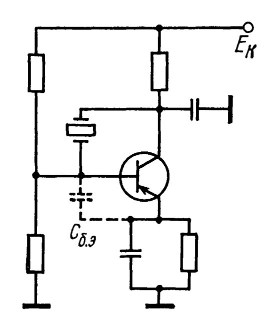


Рис. 13.6. Схема кварцевого генератора с ОК

при малых напряжениях, что благоприятно для использования кварца. Малые размеры кварцев и транзисторов позволяют размещать всю схему в малогабаритном термостате, потребляющем небольшую энергию.

Поскольку входное сопротивление транзисторов невелико, при использовании кварца в схеме с ОЭ оно сильно шунтировало бы кварц, снижая его добротность. Поэтому чаще используется схема с ОК (аналог лампового автогенератора с общим анодом), в которой кварц включают между коллектором и базой (рис. 13.6). Его эквивалентное сопротивление в данной схеме имеет индуктивный характер (см. гл. 10), и он работает вблизи от параллельного резонанса.

В некоторых схемах кварц используется в качестве эквивалентной емкости на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса; при этом он обычно включается последовательно в цепь ОС (рис. 13.7). Такое включение

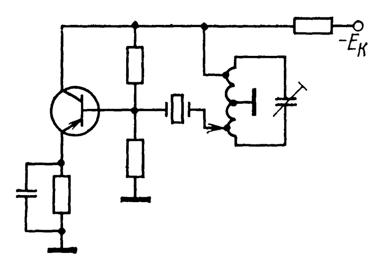


Рис. 13.7. Схема кварцевого генератора с кварцем в цепи ОС

выгодно, поскольку в цепи ОС проходит очень небольшая доля всей генерируемой мощности.

Недостатком кварцев является то, что их можно изготовить на сравнительно низкие частоты (обычно менее 10 МГц). Для того чтобы иметь возможность стабилизировать частоту передатчиков, работающих на более высоких частотах, приходится прибегать к многократному умножению частоты. Имеются схемы генераторов, в которых кварцевая пластинка возбуждается на высших механических гармониках (обертонах). В таких генераторах удается получить частоту колебаний до 200 МГц.

Приведенные схемы кварцевых генераторов являются наиболее распространенными. Они позволяют получать отклонения частоты в серийной аппаратуре, не превышающие 0,001—0,0001% от заданного значения. В настоящее время разработаны более сложные кварцевые генераторы со стабильностью частоты порядка 10^{-7}—10^{-9}. К общим недостаткам кварцевых генераторов следу-

ет отнести возможность их работы только на фиксированной частоте.

Широкое распространение для стабилизации частоты передатчиков получили в настоящее время системы автоматической подстройки частоты. Принцип действия их состоит в следующем. Частота задающего генератора подается на усилитель мощности и на частотный дискриминатор (различитель), где производится сравнение рабочей частоты с некоторой образцовой частотой (рис. 13.8,*а*). В зависимости от того, в какую сторону отличается рабочая частота от образцовой, на выходе дискриминатора возникает напряжение того или иного знака. После усиления выходное напряжение дискриминатора подается на варикап, который изменяет частоту задающего генератора в нужную сторону. Вместо варикапа может быть использован электромеханический привод, состоящий из реверсивного электродвигателя, изменяющего частоту автогенератора в нужную сторону путем изменения емкости конденсатора настройки контура (рис. 13.8,*б*).

В качестве образцовой частоты используются частоты колебаний схем с несколькими кварцами, при смешении частот которых создается сетка стабильных частот. Грубо генератор настраивается на одну из них вручную, а затем система автоподстройки непрерывно приводит к этой частоте частоту автогенератора. В подобных устройствах с помощью одного или нескольких кварцев удается получить сетку в несколько сотен и даже тысяч опорных (эталонных) частот.

Несмотря на все меры, применяемые для стабилизации частоты передатчиков, проблема «тесноты в эфире» по-прежнему остается чрезвычайно острой. В настоящее время возможность размещения новых станций в «старых» рабочих диапазонах, т. е. диапазонах ДВ, СВ и КВ, весьма ограничена. Поэтому происходит интенсивное освоение диапазона УКВ, куда переводятся все станции местного значения. Это не только позволит разгрузить другие диапазоны, но в силу особенностей распространения УКВ устранит взаимные помехи местных станций.

Однако это вовсе не означает, что проблема стабилизации частоты не имеет и в УКВ радиостанциях такого же важного значения, как в радиостанциях других диапазонов. Количество действующих УКВ радиостанций растет чрезвычайно быстро, и этот диапазон уже сейчас нельзя считать свободным. Кроме того, важное значение имеет «жесткость», т. е. бесподстроечная работа и быстрота вхождения в связь, что невозможно без высокой стабильности частоты. В связных и радиовещательных УКВ радиостанциях получение высокой стабильности частоты оказывается еще более сложной проблемой.

В генераторах сантиметровых волн для повышения стабильности их частоты генератор связывают с высокодобротным резонатором, что приводит к повышению общей добротности колебательной системы. На рис. 13.9 в качестве примера показан элемент конструкции магнетрона, замедляющая система которого связывается через щель с дополнительным высокодобротным резонатором.

Для стабилизации частоты сверхвысокочастотных генераторов различного типа также широко используется явление захватывания частоты. Колебания

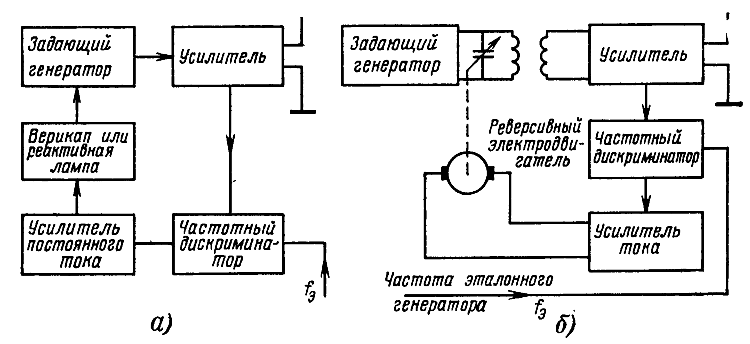


Рис. 13.8. Структурные схемы передатчиков с системой автоподстройки частоты:
а — с электронной подстройкой; *б* — с электромеханической автоподстройкой частоты

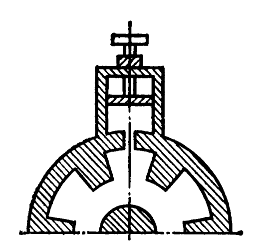


Рис. 13.9. Стабилизация частоты магнетрона высокодобротным резонатором

высокостабильного генератора вводятся в автогенератор, в результате чего происходит принудительная синхронизация частоты последнего. Опыт показывает, что мощность синхронизирующего генератора при этом может быть намного меньше мощности синхронизируемого генератора. Введение синхронизирующего сигнала производится либо со стороны нагрузки, либо через специальный элемент связи. На рис. 13.10 показан метод синхронизации колебаний лампы обратной волны, в которой введены дополнительные сетки. Поданное на них напряжение $U_c \cos \omega t$ от внешнего генератора создает предварительную скоростную модуляцию потока с заданной частотой.

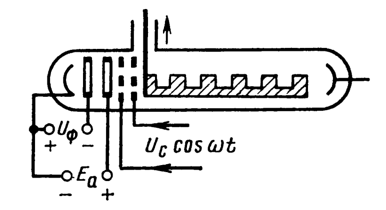


Рис. 13.10. Принудительная синхронизация частоты лампы обратной волны внешним источником

Все сказанное выше показывает, что решение проблемы стабилизации частоты приводит к большому усложнению схемы и конструкции передатчиков.

13.3. ПЕРЕДАЧА МОЩНОСТИ ПОЛЕЗНОЙ НАГРУЗКЕ

В тех случаях, когда нагрузкой генератора служит одиночный контур (такую схему называют «простой»), он включается как контур второго, реже третьего вида, а его эквивалентное сопротивление регулируется изменением коэффициента включения. Для этого провод, соединяющий анод лампы с контуром, оканчивают передвижным контактом, который можно переставлять с одного витка контурной катушки на другой. Генераторы с простой схемой включения нагрузки в настоящее время встречаются редко, чаще полезная нагрузка связывается с анодной цепью лампы через промежуточный контур (рис. 13.11). Такая схема получила название «сложной».

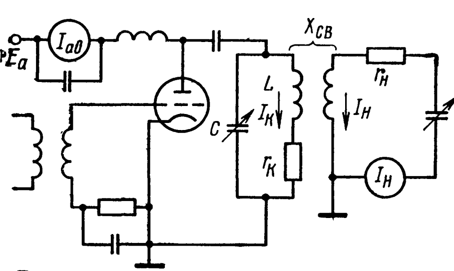


Рис. 13.11. Генератор сложной схемы

Таким образом, в генераторе со сложной схемой нагрузкой для лампы служит промежуточный контур, в который вносится некоторое сопротивление из выходного контура. Эквивалентное сопротивление промежуточного контура (см. гл. 3)

$$R_э = \frac{L}{C(r_к + \Delta r)}. \qquad (13.1)$$

Из теории связанных контуров известно, что если контуры настроены, то

$$\Delta r = X^2_{св}/r_н. \qquad (13.2)$$

Следовательно, увеличивая связь между входным и промежуточным контурами, мы увеличиваем вносимое в него сопротивление и уменьшаем его эквивалентное резонансное сопротивление.

Схема генератора свидетельствует о том, что только некоторая доля от всей генерируемой мощности передается в цепь полезной нагрузки (в выходной контур). Остальная часть колебательной мощности рассеивается в промежуточном контуре, т. е.

$$P = P_к + P_н, \qquad (13.3)$$

где P — вся генерируемая мощность; $P_н$ — мощность, передаваемая в нагрузку; $P_к$ — мощность, рассеиваемая в промежуточном контуре.

Отношение, показывающее, какая доля всей генерируемой мощности передается во внешний контур, называют КПД промежуточного контура:

$$\eta_к = P_н/P. \qquad (13.4)$$

Очевидно, что доля передаваемой мощности будет тем больше, чем больше связь между контурами.

Рассмотрим, как изменяются энергетические соотношения в генераторе со сложной схемой при изменении связи между контурами. Мощность в выходном контуре

$$P_н = P\,\eta_к. \qquad (13.5)$$

Если эквивалентное сопротивление $R_{э0}$ промежуточного контура при отсутствии связи с выходным контуром очень велико, то генератор работает в сильно перенапряженном режиме (точка A на рис. 13.12), причем КПД промежуточного контура равен нулю, так как связи нет. По мере увеличения связи эквивалентное сопротивление контура уменьшается и генерируемая мощность возрастает в соответствии с зависимостью мощности P от сопротивления $R_э$ для генератора с простой схемой включения нагрузки (на рис. 13.12 эта зависимость приведена в относительных величинах $P/P_{гр}$, где $P_{гр}$ — мощность в граничном режиме). Одновременно увеличивается доля мощности, передаваемая во внешний контур, и мощность в нем возрастает.

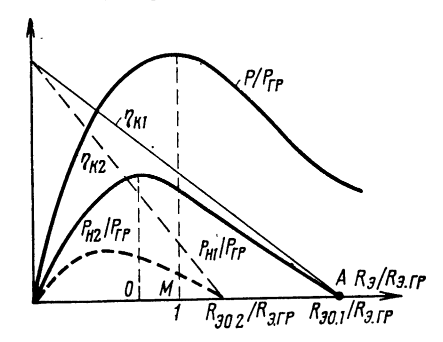


Рис. 13.12. Энергетические соотношения в генераторе сложной схемы при различных эквивалентных сопротивлениях промежуточного контура

Так продолжается до тех пор, пока эквивалентное сопротивление промежуточного контура не станет равным значению, при котором генерируемая мощность достигает максимума (точка M на рис. 13.12). Дальнейшее увеличение связи приводит к уменьшению генерируемой мощности. Однако это не ведет сразу к уменьшению мощности в выходном контуре; наоборот, при некотором увеличении связи она еще возрастает. Это происходит вследствие того, что генерируемая мощность вблизи максимума падает сравнительно медленно, а КПД промежуточного контура растет быстро. Их произведение растет до некоторой точки 0, после которой падение генерируемой мощности приводит к уменьшению мощности на выходе.

Таким образом, мощность во внешнем контуре достигает максимального значения не при максимально возможной связи, как это могло бы показаться на первый взгляд, а при вполне определенной связи между контурами, когда генератор переходит в несколько недонапряженный режим. Если рассмотреть те же явления в том случае, когда эквивалентное сопротивление промежуточного контура $R_{э0.2}$ будет меньше $R_{э0.1}$, то для уменьшения его до сопротивления, при котором начинается резкое уменьшение генерируемой мощности, а следовательно, и мощности во внешнем контуре, потребуется установление меньшей связи, чем в первом случае. Поэтому КПД промежуточного контура, а следовательно, и мощность во внешнем контуре окажутся меньшими, чем в первом случае. Все сказанное иллюстрируется аналогичными графиками, построенными штриховыми линиями на рис. 13.12.

Проведенное рассмотрение позволяет сделать очень важный практический вывод: чем выше собственное эквивалентное сопротивление промежуточного контура, тем лучше используется генерируемая мощность и тем большая мощность может быть получена в полезной нагрузке. Генераторами с включением нагрузки по сложной схеме являются все задающие генераторы, промежуточные каскады передатчиков и большинство оконечных каскадов.

13.4. ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Выше было показано, что для удовлетворения жестким требованиям по стабильности частоты желательно, чтобы задающий генератор передатчика ра-

ботал в диапазоне СВ с мощностью, не превышающей нескольких ватт. Поэтому промежуточные каскады должны, во-первых, усиливать мощность задающего генератора до уровня, необходимого для возбуждения выходного каскада, и, во-вторых, повышать частоту генерируемых колебаний до заданного значения.

Первый усилитель, следующий за задающим генератором, обычно ставится в режим без токов первой сетки (буферный режим). Это сопряжено со значительным недоиспользованием лампы по току, поскольку сеточный ток будет отсутствовать только в том случае, если напряжение на сетке не заходит в область положительных значений. Полное же использование генераторных ламп по току всегда достигается при положительных напряжениях на сетке. Отсюда ясно, что в буферных каскадах целесообразно использовать лампы с левыми характеристиками, т. е. тетроды и пентоды.

Повышение частоты генерируемых колебаний достигается с помощью у м н о ж и т е л е й ч а с т о т ы. Для эффективной работы умножителей необходимо выбирать малые углы отсечки, при которых содержание выделяемых гармоник достигает максимума (см. графики на рис. 10.8). Уменьшение отсечки требует увеличения смещения и такого же увеличения напряжения возбуждения, необходимого для полного использования лампы по току, что сопряжено с рядом технических сложностей, преодоление которых затрудняется с ростом номера выделяемой гармоники. Поэтому на практике в основном используются только удвоители и утроители частоты.

Число промежуточных каскадов в передатчике может быть тем меньше, чем выше коэффициент усиления каждого каскада по мощности. Поэтому всегда стремятся использовать в них тетроды и пентоды, обладающие большой крутизной и малыми токами первой сетки. Однако не всегда удается следовать этой рекомендации. Часто, особенно в мощных передатчиках, приходится использовать триодные генераторы. При этом возникает задача борьбы с самовозбуждением усилителя, возникающим вследствие ОС через емкость между анодом и сеткой лампы $C_{а.с}$. Использования усилителя по схеме с общей сеткой (с общей базой) по возможности стараются избегать из-за малого коэффициента усиления. Остается еще путь н е й т р а л и з а ц и и связи через емкость $C_{а·с}$.

Нейтрализация производится различными способами в зависимости от рабочего диапазона, вида схемы и специальных требований к каскаду. Общая идея может быть пояснена на простейшей схеме, изображенной на рис. 13.13.

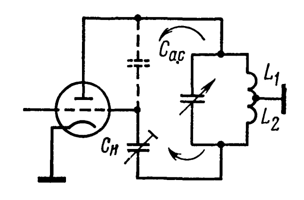


Рис. 13.13. Схема нейтрализации связи анодной и сеточной цепей через емкость сетка—анод триода

В ней нагрузочный контур усилителя заземляется средней точкой; при этом крайние точки контура оказываются под противофазными напряжениями относительно земли (катода). Нижнюю (по схеме) точку контура связывают с сеткой лампы конденсатором $C_н$, емкость которого подбирают равной емкости $C_{а.с}$. При выполнении этого условия напряжения, поступающие на сетку через емкости $C_{а.с}$ и $C_н$, равны и противофазны. Следовательно, результирующая ОС равна нулю.

13.5. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Выходные каскады обеспечивают необходимую мощность в антенне передатчика; в них же обычно осуществляется управление колебаниями. Нагрузкой генератора здесь служит антенно-фидерная система, которая может в отдельных случаях непосредственно включаться в анодную цепь лампы, когда генератор работает по простой схеме (рис. 13.14).

Для получения максимальной выходной мощности необходимо, во-первых, получить резонанс в антенном контуре (при этом одновременно обеспечивается активный характер нагрузочного сопротивления для ламп или транзисторов) и, во-вторых, добиться того, чтобы нагрузочное сопротивление имело оптимальное для генератора значение. Чтобы удовлетворить этим двум требовани-

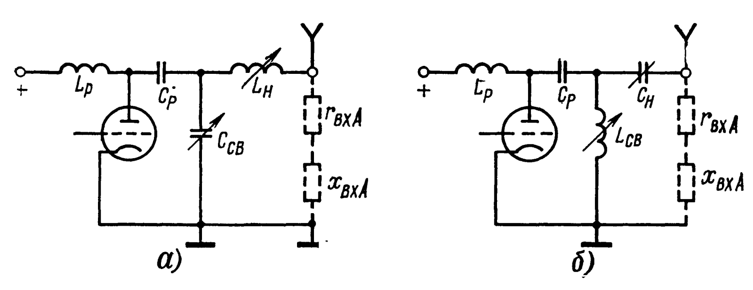


Рис. 13.14. Выходные каскады с простой схемой

ям, в антенную цепь включают два регулируемых реактивных сопротивления. Одно из них ($C_{св}$ на рис. 13.14,*а* или $L_{св}$ на рис. 13.14,*б*), включенное на участке анод — катод лампы, регулирует связь с антенной или, в переводе на «язык сопротивлений», изменяет эквивалентное сопротивление нагрузки для лампы, а другое ($L_н$ на рис. 13.14,*а* или $C_н$ на рис. 13.14,*б*), включенное последовательно с антенной, компенсирует реактивные сопротивления в антенном контуре, т. е. производит его настройку на резонанс. Не вся мощность в антенном контуре затрачивается полезно: органы связи и настройки имеют потери $r_н$ и $r_{св}$. В контуре вся мощность затрачивается в активных сопротивлениях:

$$P = \frac{1}{2} I^2_A (r_н + r_{св} + r_{вх\,А}). \qquad (13.6)$$

Полезной следует считать мощность, затрачиваемую в антенне:

$$P_А = \frac{1}{2} I^2_А r_{вх\,А}. \qquad (13.7)$$

Поэтому вводят понятие о КПД антенного контура:

$$\eta_{кА} = \frac{P_А}{P} = \frac{r_А}{r_н + r_{св} + r_{вх\,А}} = \frac{1}{1 + (r_н + r_{св})/r_{вх\,А}}. \qquad (13.8)$$

Из этого выражения следует, что КПД антенного контура тем выше, чем больше сопротивление антенны по сравнению с сопротивлением органов связи и настройки.

Основные потери сосредоточиваются в катушках, и они тем больше, чем больше их индуктивность, а следовательно, чем больше число их витков. Чтобы индуктивность в контуре была минимальной, следует выбирать такую схему, в которой элемент связи выполнял бы в известной мере роль органа настройки, т. е. хотя бы частично компенсировал реактивную составляющую входного сопротивления антенны $x_{вхА}$. Поэтому при индуктивном характере входного сопротивления выгодна схема на рис. 13.14,*а*, а при емкостном — схема на рис. 13.14,*б*.

При большом входном сопротивлении антенны эквивалентное сопротивление антенного контура

$$R_э = \frac{L}{C(r_{св} + r_н + r_{вх\,А})} \qquad (13.9)$$

может оказаться столь малым, что невозможно будет обеспечить достаточную нагрузку для генератора. Кроме того, простая схема выходного каскада часто не позволяет получить необходимую фильтрацию высших гармоник, поскольку анодный ток непосредственно поступает в антенну, которая является хорошим излучателем не только для основной волны, но и для высших гармоник (см. гл. 5). Это заставляет в большинстве случаев пользоваться сложной схемой в выходных каскадах.

В генераторах со сложной схемой высшие гармоники до антенного контура фильтруются в промежуточном контуре, поэтому излучение их оказывается ослабленным по сравнению с простой схемой в значительно большей степени. Сложная схема позволяет гибко регулировать нагрузочное сопротивление генератора при больших изменениях входного сопротивления антенны и дает возможность выносить антенну на значительное расстояние от генератора, где имеются выгодные условия для ее работы.

При использовании генераторов со сложной схемой в широком диапазоне частот приходится встречаться с двумя

крайними случаями: когда антенно-фидерная система имеет небольшое или, наоборот, очень большое входное сопротивление. В первом случае применяют последовательную схему настройки антенны (рис. 13.15), в которой органы

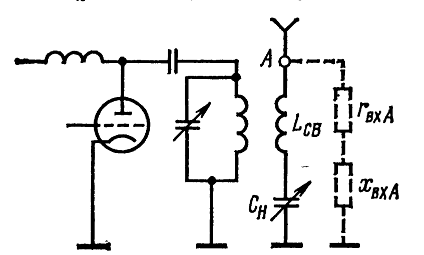


Рис. 13.15. Выходной каскад со сложной схемой с последовательной настройкой антенного контура

настройки включаются последовательно со входным сопротивлением антенны (измеренным на зажимах антенна — земля). Если антенный контур настроен, то выделяемая в нем мощность

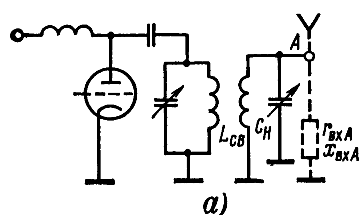
$$P_А = \frac{1}{2} \frac{E^2{}_А}{r_{вх\,А} + r_п},$$

где $r_п$ — сопротивление потерь в органах связи и настройки, а ЭДС, наведенная в цепи антенны, $E_А = I_к X_{св}$.

При малом входном сопротивлении антенны мощность в антенном контуре получается достаточно большой даже при сравнительно слабой связи. Если входное сопротивление антенны велико, то и при большой связи не удается передать в антенну необходимую мощность. В этом случае применяют параллельную схему настройки, в которой орган настройки включается параллельно входному сопротивлению антенны (рис. 13.16,*а*).

Если входное сопротивление антенны ($r_{Авх}$ и $x_{Авх}$) велико, то вносимые ею сопротивления $r_{эА}$ и $x_{эА}$ в контур, составленный из катушки связи $L_{св}$ и конденсатора настройки $C_н$ (рис. 13.16,*б*), небольшие по величине, так как параллельная ветвь с большим сопротивлением мало шунтирует контур. Приведенная на рис. 13.16,*б* эквивалентная схема совпадает с последовательной схемой настройки, в которой для передачи необходимой мощности при малом активном сопротивлении вторичной цепи требуется небольшая связь. Таким образом, параллельная схема позволяет при небольшой связи передавать нужную мощность в контур антенны, имеющей большое входное сопротивление.

При составлении схемы выходного каскада стремятся сделать так, чтобы симметричные антенно-фидерные устройства питались от симметричных (двухтактных), а несимметричные — от несимметричных (однотактных) генераторов, так как иначе возможно нарушение нормального режима работы антенно-фидерного тракта или генератора. Действительно, предположим, например, что однотактный генератор связан с симметричным антенно-фидерным устройством, как показано на рис. 13.17,*а*. Для его нормальной работы необходимо, чтобы оба провода фидера и половины вибратора (антенны) находились под одинаковым по значению и противоположным по знаку напряжением высокой частоты относительно земли. Это не будет выполнено в данной схеме, так как точка *1* контура будет иметь более высокий потенциал относительно земли, чем точка *2*. В результате через емкости верхнего провода и вибратора на землю потечет больший ток $I_{ф1}$, чем ток в нижнем проводе $I_{ф2}$, что приведет к появлению потерь на излучение в фидере, уменьшению излучения антенны и нарушению вида ее диаграммы направленности. Если же симметричный двухтактный генератор нагружается на несимметричную антенно-фидерную систему, как показано на рис. 13.17,*б*, то нарушаются симметрия его плеч относитель-



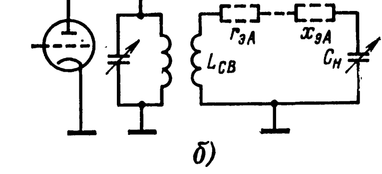


Рис. 13.16. Выходной каскад со сложной схемой с параллельной настройкой антенного контура:
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема

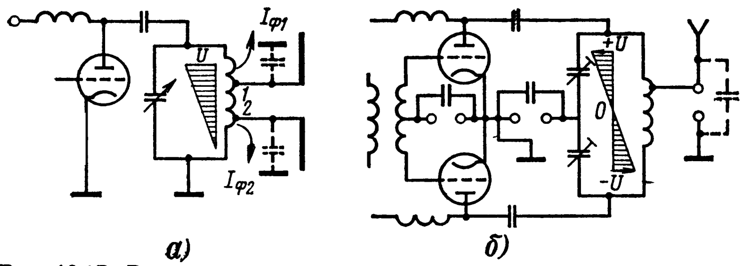


Рис. 13.17. Рассимметрирование при связи однотактного генератора с симметричной антенной (*а*) и двухтактного генератора с несимметричной антенной (*б*)

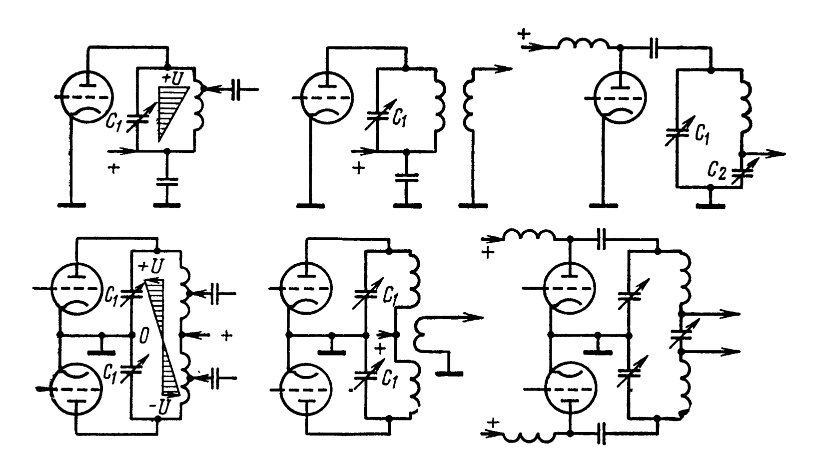


Рис. 13.18. Схемы выходных каскадов, работающих на согласованную антенно-фидерную систему

но земли и равномерность нагрузки ламп; это приводит к перегрузке одной из них, недогрузке другой и появлению токов четных гармоник в контуре. Использование трансформаторной связи в этом случае не может полностью исправить положения из-за наличия некоторой паразитной емкостной связи между катушками.

Наиболее простой вид имеют выходные каскады при работе на согласованную антенно-фидерную систему. В этом случае ее входное сопротивление носит чисто активный характер, и поэтому нет надобности в органе настройки антенной цепи (нужно только иметь возможность регулировать связь между антенно-фидерной системой и генератором). На рис. 13.18 приведены некоторые типовые симметричные и несимметричные схемы выходных каскадов, работающих на согласованную нагрузку. В этих схемах регулировка связи осуществляется изменением емкости конденсатора C_2, изменением расположения катушки связи или положения точки подключения антенны. Для уменьшения связи через паразитные емкости катушку связи всегда следует располагать вблизи части контурной катушки, находящейся под минимальным потенциалом высокой частоты. Анодный контур настривается конденсатором C_1. В последней схеме на рис. 13.18 антенна питается через П-образный фильтр, что обеспечивает высокую фильтрацию высших гармоник.

В случае, когда фидер работает в режиме стоячих волн, его входное сопротивление может иметь реактивную составляющую, для компенсации которой приходится добавлять специальный орган настройки. На рис. 13.19 приведены некоторые типовые схемы выходных каскадов, применяемых в этом случае. Штриховое изображение показывает включение органов настройки по

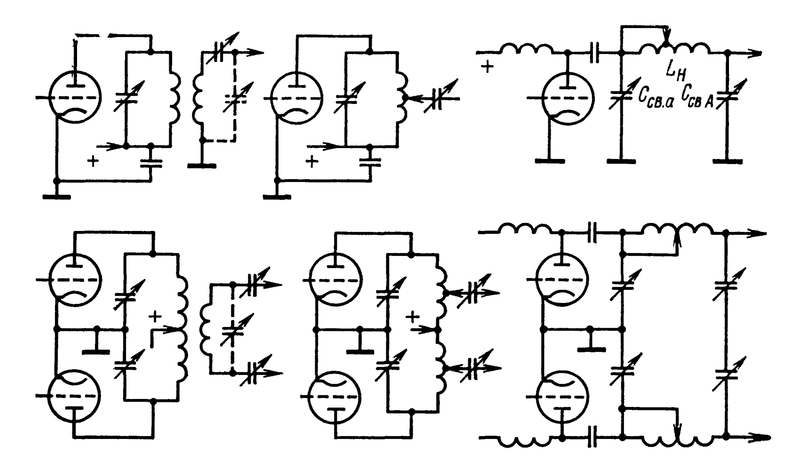


Рис. 13.19. Схемы выходных каскадов, работающих на рассогласованную антенно-фидерную систему

параллельной схеме, используемой при большом входном сопротивлении фидера.

Проблему повышения эффективности и надежности радиопередающих устройств в настоящее время стремятся решить путем максимальной замены электронных ламп полупроводниковыми приборами. Такая возможность появилась в последнее время в связи с разработкой достаточно мощных высокочастотных транзисторов. Препятствием здесь является все еще ограниченная мощность транзисторов, которая уменьшается с ростом частоты. Это вынуждает использовать схемы сложения мощностей многих транзисторов в общей нагрузке. Разработанные в настоящее время схемы сложения позволяют суммировать мощности сотен транзисторов.

В диапазонах ДВ, СВ и КВ для этих целей используют высокочастотные трансформаторы специальной конструкции; включенные последовательно вторичные обмотки работают на общую нагрузку, подключенную также через трансформатор (рис. 13.20).

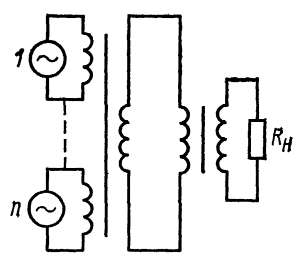


Рис. 13.20. Трансформаторная схема сложения мощностей нескольких генераторов

В диапазоне УКВ для сложения мощностей генераторов используют различные устройства, состоящие из отрезков линий, соизмеримых с длиной волны. Так, на рис. 13.21 приведена схема используемого для этой цели так называемого гибридного кольца. Оно представляет собой коаксиальную или полосковую линию, свернутую в кольцо общей длиной в 1,5λ. Два синфазно

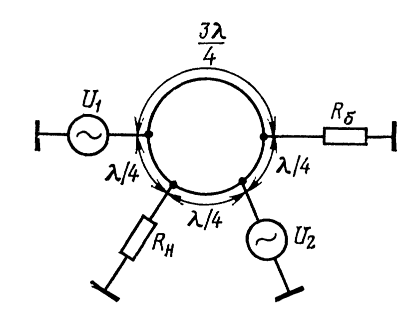


Рис. 13.21. Гибридный мост для сложения мощностей двух генераторов

работающих генератора подключаются к нему на расстояниях λ/4 от нагрузки $R_н$. К кольцу подключено также бал-

ластное сопротивление $R_б$ на расстоянии $\lambda/4$ от одного и $3\lambda/4$ от другого генератора. Благодаря этому волны от обоих генераторов приходят к нагрузке в одинаковой фазе и их энергии суммируются в ней. К балластной же нагрузке волны приходят в противофазе, взаимно уничтожаются, и в ней мощности не выделяется. В случае выхода одного из генераторов из строя волны от оставшегося генератора будут суммироваться в нагрузке и в балластном сопротивлении. Последнее нужно также для поглощения энергии волн, отраженных от неоднородностей в линии передачи, и разности мощностей (если она возникает) волн, приходящих по разным цепям. Введение балластных сопротивлений позволяет сделать нагрузку для каждого генератора не зависимой от изменения режима работы другого.

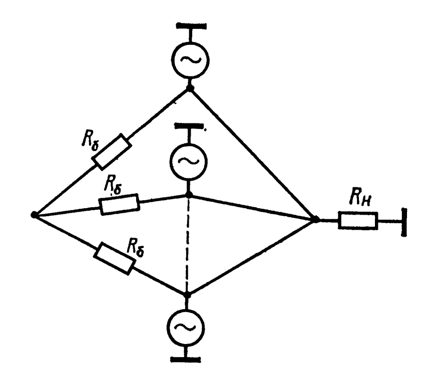


Рис. 13.22. Устройство для сложения мощностей многих генераторов

Развитие данной идеи сложения мощностей для любого числа генераторов можно получить, используя включение балластных сопротивлений звездой (рис. 13.22). При равных амплитудах и фазах напряжений генераторов входы балластных сопротивлений в каждый данный момент находятся под одинаковыми потенциалами, поэтому через них ток не идет и вся энергия генераторов поступает в нагрузку.

Имеются и другие схемы сложения мощностей, которые позволяют в настоящее время при мощностях отдельных генераторов в несколько десятков ватт получать на выходе мощности в десятки киловатт в диапазоне декаметровых волн.

13.6. ВИДЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ПЕРЕДАТЧИКАХ С НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Передатчики радиовещательных станций работают в диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ, обладая мощностью от единиц до тысяч киловатт. В первых трех диапазонах информация передается с помощью AM. В УКВ передатчиках используется ЧМ. Основной особенностью в работе радиовещательных передатчиков является высокое качество модуляции во всей полосе звукового спектра. Допустимый коэффициент нелинейных искажений не должен превышать единиц процентов.

Передатчики радиосвязных станций, предназначенные для передачи служебной информации, работают в диапазонах СВ, КВ и УКВ с мощностями от долей ватт до десятков киловатт. Эта группа передатчиков чрезвычайно разнообразна по своим схемным и конструктивным решениям. В них находит применение амплитудная, частотная и импульсные виды модуляции. Для обеспечения максимальной дальности передачи при заданной мощности передатчика широко используется телеграфная работа.

В КВ передатчиках связных станций в настоящее время передача информации производится почти исключительно на одной боковой полосе, что дает возможность, как показывает анализ, получить энергетический выигрыш до 16 раз и освободить участок, занимаемый второй боковой полосой для передачи другой информации. Принципиальная возможность такой работы вытекает из уравнения AM колебаний. Оно показывает, что информация о частоте и интенсивности звукового модулирующего сигнала в одинаковой степени отражается в структуре боковых колебаний. Это позволяет подавлять в излучаемом сигнале одну из боковых полос и несущую, которая не несет никакой полезной информации, и затрачивать всю мощность передатчика только на излучение одной боковой полосы.

Получение однополосного сигнала представляет определенные трудности. Казалось бы, для этого достаточно после обычного амплитудно-модулированного генератора поставить фильтр, который пропустил бы только нужную боко-

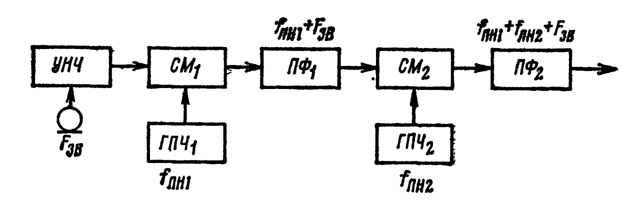


Рис. 13.23. Структурная схема устройства формирования однополосного сигнала

вую полосу. Однако в связи с тем, что относительная разность частот колебаний несущей и боковой на наиболее низкой частоте модуляции, которая по стандарту составляет 300 Гц, при частоте несущей 10^6 Гц очень мала, то создать фильтр, способный произвести это разделение, не представляется возможным. Поэтому однополосный сигнал получают путем последовательных преобразований исходного модулирующего сигнала. Уравнение бокового колебания, получаемое из выражения (11.12): $u_б = \frac{U_н}{2} m \cos(\omega+\Omega)t$, показывает, что боковое колебание представляет собой звуковое колебание, частота которого увеличена на частоту несущей. Это наращивание частоты производится двумя-тремя последовательными преобразованиями (рис. 13.23). Звуковое колебание подают на балансный смеситель CM_1, куда также поступают колебания первой поднесущей частоты $f_{пн1}$ (обычно $f_{пн1} = 100$—500 кГц). В гл. 11 было показано, что в нагрузке балансного модулятора (смесителя), состоящего из двух нелинейных элементов, на которые одно напряжение подается в фазе, а второе в противофазе, происходит уничтожение колебаний одной частоты и выделяются колебания комбинационных частот. Это облегчает выделение фильтром только одной комбинационной составляющей суммарной частоты. Вместо триодов в качестве нелинейных элементов обычно используют полупроводниковые диоды (рис. 13.24). На выходе

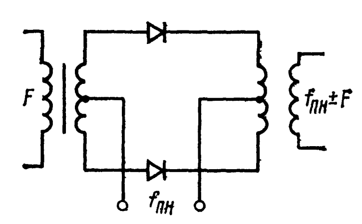


Рис. 13.24. Схема балансного смесителя (модулятора) с двумя полупроводниковыми диодами

смесителей ставят полосовые фильтры из катушек и конденсаторов или из кварцев (см. ниже), но чаще всего магнитострикционные. Последние представляют собой цепочку механических резонаторов обычно в виде круглых пластинок (цилиндров). Колебания возбуждаются в них преобразователем электрических колебаний в механические (рис. 13.25). Таким преобразователем является цилиндр из ферромагнитного материала, помещенный в катушку, через которую пропускается ток высокой частоты. Создаваемое им магнитное поле приводит к изменению линейных размеров цилиндра (явление магнитострикции), что возбуждает механические колебания, распространяющиеся вдоль системы связанных резонаторов вплоть до последнего. Изменение его линейных размеров приводит к изменениям магнитного потока, проходящего через надетую на него обмотку, вследствие чего

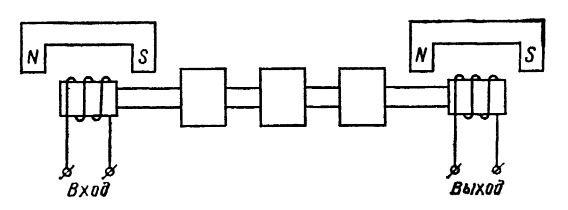


Рис. 13.25. Устройство электромеханического полосового фильтра

в ней наводится переменная ЭДС, определяющая сигнал на выходе. Благодаря высокой добротности механических резонаторов данный фильтр обладает высокой крутизной скатов амплитудно-частотной характеристики, что позволяет эффективно подавлять ненужные комбинационные составляющие, образующиеся в смесителе; это определяется также тем, что относительная разность частот боковых полос к частоте поднесущей $F_{мин}/f_{пн1}$ сравнительно велика. Операцию повторяют со второй более высокой и еще более высокой третьей поднесущими до получения нужного диапазона частот.

Восстановление несущего колебания, необходимого для детектирования колебаний в приемном устройстве, производится специальным гетеродином. Его колебания смешиваются с принятой боковой; огибающая их биений будет изменяться с разностной частотой [см. формулу (10.62)], т. е. с частотой звуковых колебаний, и они выделяются обычным амплитудным детектором. Из этого следует, что изменение частоты гетеродина или задающего генератора передатчика приведет к ошибке в частоте воспроизводимого сигнала. Поэтому предъявляются жесткие требования к стабильности частоты передатчика и гетеродина приемника.

Интервал частот, который занимала вторая боковая, используют либо для передачи второго телефонного канала, либо нескольких независимых телеграфных каналов, каждый из которых занимает узкую полосу частот. Такой вид использования называют «уплотнением» линии связи.

13.7. ИМПУЛЬСНЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

Импульсные передатчики существенно отличаются по своей структуре от передатчиков, работающих с непрерывным излучением. Широкий спектр частот, занимаемый импульсным сигналом, вынуждает устанавливать в приемных устройствах широкую полосу пропускания, поэтому обычно нет надобности в предъявлении очень жестких требований к стабильности несущей частоты передатчика. Это позволяет в большинстве случаев строить передающее устройство по однокаскадной схеме, в которой передатчик состоит из автогенератора, создающего мощные импульсы высокочастотной энергии, и модулятора — источника импульсов постоянного напряжения, питающего автогенератор. Всю остальную часто весьма сложную часть передатчика занимают схемы, создающие различные вспомогательные импульсы.

Импульсный режим работы передатчика отличается от обычного телеграфного режима значительно меньшей длительностью рабочего импульса и значительно более длительным интервалом между импульсами. Отношение длительности периода модуляции T к длительности импульсов τ называют *скважностью* сигналов $q=T/\tau$. Очевидно, что средняя генерируемая, подводимая и рассеиваемая на аноде мощности, в q раз меньше их значений во время импульса. Это дает возможность в течение кратковременных импульсов, имеющих обычно длительность порядка единиц микросекунд, использовать лампу в форсированном режиме. Обычно на нее подается повышенное анодное напряжение и снимается большой анодный ток, что осуществимо только при использовании ламп с высокоэффективными (преимущественно оксидными) катодами. Такие генераторы требуют модуляторов, способных создавать кратковременные мощные импульсы постоянного тока, а в промежутке между ними накапливать необходимый запас энергии.

На рис. 13.26 изображена одна из типовых схем импульсных модуляторов

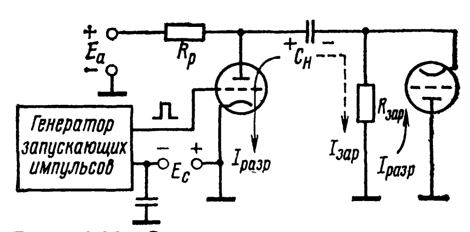


Рис. 13.26. Схема импульсного модулятора с емкостным накопителем

с конденсатором $C_н$ в качестве накопителя энергии. Коммутатором является электронная лампа с небольшим внутренним сопротивлением. В промежутках между импульсами конденсатор $C_н$ заряжается от источника анодного напряжения через разделительное сопротивление $R_р$ и зарядное сопротивление $R_{зар}$ (путь зарядного тока $I_{зар}$ обозначен штриховой стрелкой). Лампа-коммутатор в это время заперта большим отри-

цательным смещением от источника E_c. Во время сравнительно медленного зарядного процесса на левой (по схеме) обкладке конденсатора $C_н$ накапливается положительный, а на правой отрицательный заряд. Для создания мощного питающего импульса на сетку коммутирующей лампы подают положительный импульс, кратковременно открывающий лампу. Ее внутреннее сопротивление становится небольшим, и конденсатор $C_н$ разряжается через нее и лампу генератора УКВ (на схеме магнетрон) по пути, указанному сплошными стрелками. Для предохранения источника питания от замыкания через лампу-коммутатор и перегрузки последнего во время кратковременного импульса их разделяют большим сопротивлением $R_р$. Если за время импульса расходуется небольшая доля энергии, накопленной в конденсаторе $C_н$, то напряжение на нем меняется незначительно и форма питающего импульса практически определяется импульсом, открывающим коммутатор. Необходимо обратить внимание на то, что положительно заряженная обкладка конденсатора $C_н$ соединяется через коммутатор с землей, поэтому анод лампы генератора УКВ должен быть заземлен.

Недостаток рассмотренной схемы заключается в том, что в качестве коммутатора здесь используется электронная лампа, сопротивление которой постоянному току все же весьма велико (порядка сотен ом), вследствие чего в ней теряется значительная доля подводимой мощности. С этой точки зрения лучшие результаты можно получить, применяя в качестве коммутаторов газоразрядные приборы, например тиратроны, внутреннее сопротивление которых в отпертом состоянии измеряется десятками и даже единицами ом и которые способны в импульсе пропускать токи в сотни ампер. Однако их использование связано с существенным затруднением, заключающимся в том, что газоразрядные приборы работают только на включение и управлять формой импульса или прерывать его в нужный момент изменением напряжения на поджигающем электроде прибора невозможно. Поэтому необходимо, чтобы сам накопитель формировал импульс нужной формы и длительности.

В качестве устройства, формирующего кратковременные импульсы прямоугольной формы, применяются отрезки длинных линий или, чаще, искусственные линии. Процесс формирования импульса в линии можно объяснить следующим образом.

Рассмотрим отрезок линии, разомкнутой на одном конце и замкнутый через ключ K на активную нагрузку $R_н$, равную ее волновому сопротивлению Z_0 на другом конце (рис. 13.27). Пусть в

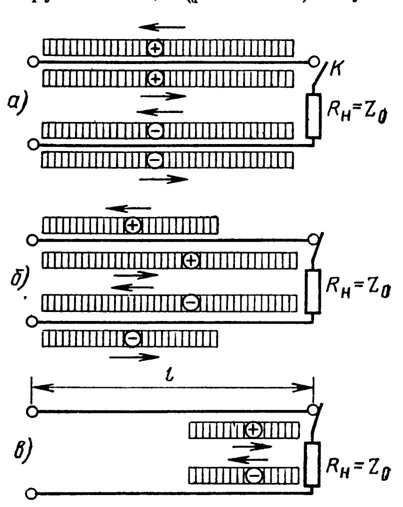


Рис. 13.27. Разряд линии на согласованную нагрузку

начальный момент времени все распределенные емкости линии заряжены до некоторого постоянного напряжения U, а ключ K разомкнут. Состояние, когда линия заряжена до напряжения U и в ней не распространяется волна тока, можно представить как результат одновременного распространения в ней двух одинаковых волн постоянного напряжения $U/2$ в противоположные стороны (рис. 13.27,*а*). В этом случае результирующий ток в линии равен нулю, а напряжение между проводами удваивается и равно U. В момент замыкания ключа K на выход линии подключается активное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии. Оно будет поглощать волну постоянного напряжения, движущуюся вправо. Волна, движущаяся влево, полностью отразится от разомкнутого конца линии, пойдет вправо и будет поглощаться в нагрузочном сопротивлении.

Таким образом, начиная с момента замыкания ключа K, на нагрузке будет действовать постоянное напряжение $U/2$. Действие его окончится тогда, когда волна от крайнего правого участка линии пройдет до левого конца, отразится

и вернется обратно к правому. Следовательно, на нагрузке будет возникать импульс постоянного напряжения, длительность которого равна удвоенному времени прохождения линии электромагнитной волной.

Длительность разрядного импульса $\tau=2l/v$, где l — длина линии; v — скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии.

На рис. 13.27,*б* и *в* показано распределение напряжения вдоль линии на различных стадиях разряда. В обычной линии скорость распространения v близка к скорости света: $v=c=3\cdot10^8$ м/с, поэтому для получения импульса длительностью $\tau=1$ мкс необходимо иметь линию длиной $l=\frac{\tau v}{2}=\frac{10^{-6}\cdot3\cdot10^8}{2}=$ $=150$ м, что конструктивно крайне неудобно. Поэтому практически чаще используются искусственные линии, в которых скорость распространения может быть значительно снижена.

Схема импульсного модулятора с искусственной линией приведена на рис. 13.28. В промежутке между импульсами тиратрон заперт, и конденсаторы линии заряжаются через дроссель L_1, имеющий то же назначение, что и сопротивление $R_р$ в схеме с емкостным накопителем. В некоторый момент времени тиратрон зажигается положительным импульсом, подаваемым на его сетку, и линия разряжается через первичную обмотку импульсного трансформатора *ИТ*,

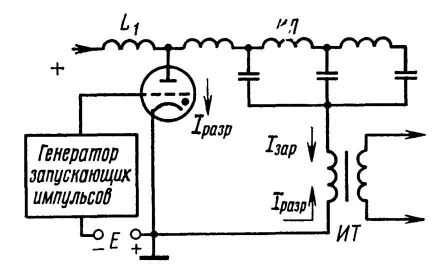


Рис. 13.28. Схема импульсного модулятора с формирующей искусственной линией

с вторичной обмотки которого импульс подается на лампу генератора УКВ. Напряжение на накопительной линии падает до нуля, и тиратрон гаснет, после чего начинается заряд линии от источника постоянного напряжения.

В настоящее время вместо тиратронов стали использовать полупроводниковые управляемые вентили — тиристоры, обладающие схожими характеристиками.

Глава четырнадцатая

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

14.1. РАДИОСВЯЗЬ И РАДИОВЕЩАНИЕ

Впервые радиотехника была применена при осуществлении связи на большие расстояния. Первоначально для этого использовались почти исключительно ДВ и СВ.

В значительной мере благодаря успешной практике работы любительских станций в 20—30-х годах начинается интенсивное освоение диапазона КВ, в который переводят большое число служебных радиостанций, особенно подвижного типа, обладающих малыми габаритными размерами, массой и потребляемой мощностью. Этого удается достичь благодаря хорошим отражающим свойствам ионосферы для КВ и возможности построения эффективно действующих, сравнительно малоразмерных антенн. В диапазоне КВ впервые оказалось возможным построить антенны направленного действия, позволяющие получить большой выигрыш по мощности.

Значительная часть служебных радиостанций работает телеграфом, поскольку при одинаковой мощности телеграфная работа позволяет осуществлять большую дальность связи вследствие лучшего использования передатчика и малой полосы пропускания приемников телеграфных сигналов. Последнее обстоятельство дает возможность получить лучшее отношение сигнала к шуму, а следовательно, и более высокую чувствительность приемника.

В настоящее время все важнейшие города нашей страны связаны магистральными (т. е. действующими в определенных направлениях) линиями связи, работающими преимущественно на КВ. В современных связных радиостанциях все шире и шире применяются частотная манипуляция, обеспечивающая высокую помехозащищенность линии связи, и радиотелефонная работа на од-

ной боковой полосе частот, что позволяет получить большой выигрыш в мощности передающей станции. Малая ширина полосы, занимаемой телеграфными сигналами, позволяет передавать вместо одного телефонного сообщения до двадцати телеграфных, т. е. осуществлять многоканальную передачу.

С появлением электронных ламп в начале 20-х годов начинает бурно развиваться радиовещание, огромное внимание которому в нашей стране было уделено с первых же дней установления Советской власти. В письме А. М. Бонч-Бруевичу в 1920 г. В. И. Ленин писал: «Пользуюсь случаем, чтобы выразить Вам глубокую благодарность и сочувствие по поводу большой работы радиоизобретений, которую Вы делаете. Газета без бумаги и «без расстояний», которую Вы создаете, будет великим делом. Всяческое и всемерное содействие обещаю Вам оказывать этой и подобным работам».

Интенсивные работы по развитию радиовещания привели к тому, что уже в 30-х годах наша страна вышла на первое место в мире по мощности радиовещательных станций. Радиовещание также завоевывает постепенно диапазоны ДВ, затем СВ и КВ. При этом скоро возникает острая проблема «тесноты в эфире», которая заставляет искать выход в освоении диапазона УКВ. Основная трудность, с которой здесь пришлось столкнуться, заключалась в ограниченном радиусе действия УКВ радиостанций. В настоящее время эту трудность преодолевают путем создания сети маломощных радиостанций, располагаемых на расстояниях в несколько десятков километров одна от другой и последовательно ретранслирующих передачи одной из станций.

Для радиосвязи и радиовещания диапазон УКВ оказался привлекательным из-за возможности построения многоканальных радиолиний, позволяющих проводить одновременно множество не зависимых одна от другой передач с помощью одной сети радиостанций. В диапазоне СВЧ осуществляется многоканальная радиосвязь со многими сотнями и даже тысячами каналов. При таком виде работы чаще всего каналы отделяются друг от друга путем разноса их по шкале частот при передаче информации в каналах с помощью ЧМ.

В многоканальных передатчиках старых типов для осуществления ЧМ использовались отражательные клистроны. В настоящее время ЧМ получается в полупроводниковых автогенераторах, работающих в метровом диапазоне, с помощью варикапов. Несущая частота затем увеличивается путем смешения модулированных колебаний с колебаниями высокостабильного генератора, работающего в диапазоне сантиметровых волн, и выделения суммарной частоты.

В качестве выходных каскадов используют лампы бегущей волны, триодные генераторы или варакторные умножители частоты. Принцип действия последних основан на том, что при воздействии гармонического напряжения на варактор с нелинейно изменяющейся емкостью в его цепи будет проходить ток, богатый гармониками, нужную гармонику которого можно выделить с помощью фильтра. Такие умножители достаточно эффективно работают в диапазоне сантиметровых волн. Большую же мощность на выходе иметь не нужно, потому что, во-первых, в этом диапазоне используются остронаправленные антенны, во-вторых, передача должна быть принята на небольшом расстоянии (30—40 км), на котором отстоят друг от друга ретрансляторы.

В многоканальных радиолиниях с числом каналов, не превышающим нескольких десятков, применяют временное разделение каналов при использовании для передачи информации одного из видов импульсной модуляции. Чаще всего применяется фазово-импульсная модуляция, однако все большее распространение получают более сложные виды модуляции: кодово-импульсная и дельта-модуляция.

Радиорелейные линии могут иметь ответвления в пунктах ретрансляции, однако из-за использования остронаправленных антенн они не могут обеспечить связь с произвольно расположенными корреспондентами. Кроме того, сооружение ретрансляторов в условиях труднодоступной местности, где нет источников питания, сильно затруднено и часто экономически невыгодно. В этих случаях бывает целесообразно использовать для целей связи явление рассеяния УКВ на неоднородностях тропосферы, хотя это и требует весьма мощных передатчиков. Необходимую мощность порядка единиц или десятков киловатт здесь обеспечивают выходные каскады на триодах, тетродах, лампах бегущей волны или многорезонаторных клистронах. В диапазоне УКВ можно осуществлять высококачественное вещание вследствие малого уровня атмосферных и промышленных помех и использовать такие виды модуляции, как частотная, позволяющая ослабить действие помех. Наконец, в этом диапазоне легко созда-

вать малогабаритные остронаправленные антенны. Все эти обстоятельства приведут в недалеком будущем к тому, что все местное вещание будет переведено в диапазон УКВ.

За последние годы было создано огромное число самых разнообразных специальных УКВ радиостанций, используемых на производстве, транспорте, в морском и воздушном флоте и т. п. Большой интерес представляет этот диапазон и для любительской работы. Радиолюбителям отведено несколько участков УКВ диапазона, включая дециметровые и сантиметровые волны.

14.2. ТЕЛЕВИДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получило телевидение. Сотни телевизионных радиостанций регулярно ведут передачи, которые смотрят сотни миллионов зрителей. Каким же образом осуществляется передача изображения на расстояние?

Прежде всего производится преобразование изображения в последовательность электрических сигналов, которые затем модулируют колебания генератора высокой частоты. В приемнике производится обратное преобразование: высокочастотные модулированные колебания детектируются и полученный сигнал преобразуется в видимое изображение.

Для того чтобы передать некоторый движущийся объект, пользуются кинематографическим эффектом, осуществляя передачу его изображения несколько десятков раз в секунду. Каждое такое изображение называют **кадром**. Передать весь кадр сразу не представляется возможным, поэтому его разбивают на отдельные мелкие элементы, которые передаются в определенной последовательности. Преобразование изображения каждого кадра в последовательность электрических сигналов производится с помощью передающей электронной трубки — **иконоскопа**, изобретенного в 1931 г. в СССР В. К. Зворыкиным (рис. 14.1).

Оптическая система проецирует изображение передаваемого объекта на экран *1*, заключенный в вакуумную трубку. Экран образован мозаикой из мельчайших фотокатодов, представляющих собой крупинки серебра, активированные цезием, которые нанесены на тонкую слюдяную пластинку *2*; с другой стороны от нее помещена металлическая пластина *3*. Когда изображение проецируется на мозаику, из каждого ее элемента вылетают электроны, число которых пропорционально интенсивности падающего света. Эти электроны попадают на анод *6* трубки. При этом элементы мозаики приобретают положительные заряды, которые притягивают к пластине *3* пропорциональные отрицательные заряды. Создается система элементарных конденсаторов, заряженных до различного потенциала. Снизу, в узкой части трубки, помещен элект-

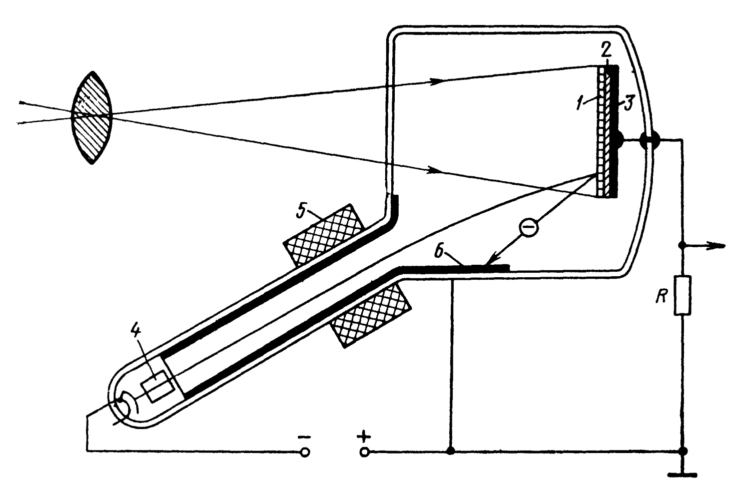


Рис. 14.1. Передающая телевизионная трубка (иконоскоп)

ронный прожектор *4,* состоящий из оксидного катода, ускоряющих и фокусирующих электродов. Узкий пучок электронов, созданный прожектором, проходит в поле двух взаимно перпендикулярных систем отклоняющих катушек *5,* в которых протекают пилообразные импульсы тока. В системе катушек, вызывающих отклонения электронного пучка в горизонтальном направлении, импульсы имеют длительность, в несколько сотен раз меньшую длительности импульсов в цепи катушек, вызывающих движение пучка в вертикальном направлении.

В результате одновременного действия отклоняющих систем электронный пучок пробегает экран по «строчкам», смещаясь постепенно вниз, подобно тому, как мы прочитываем страницу книги. Попадая на положительно заряженный элемент мозаики, пучок разряжает его, вследствие чего уходит и соответствующий заряд с пластины *3* через резистор *R,* создавая на нем некоторое напряжение, пропорциональное заряду, т. е. освещенности разряжаемого элемента мозаики. После усиления это напряжение используется для модуляции колебаний передатчика.

Телевизионные радиостанции являются чрезвычайно сложными устройствами. Они содержат два передатчика для передачи сигналов телевизионного изображения и звукового сопровождения. Для того чтобы можно было использовать для них одну антенну, их частоты разносят не очень сильно, но это вынуждает применять довольно сложные разделительные фильтры для исключения взаимного влияния передатчиков.

Для передачи звукового сопровождения используют ЧМ, а передача сигналов изображения производится с помощью АМ. Сигналы изображения занимают очень широкую полосу частот практически от 0 до 6,5 МГц. Для получения нужного качества телевизионной передачи необходимо с большой равномерностью передать всю эту полосу частот, что представляет собой весьма сложную техническую задачу. Телевизионные передатчики работают в диапазонах метровых и дециметровых волн.

В радиоприемном устройстве на выходе детектора выделяется напряжение, пропорциональное сигналу, модулирующему колебания передатчика. Сделать его видимым позволяет приемная электронная трубка — **кинескоп**.

В кинескопе так же, как и в передающей трубке, имеется электронный прожектор, снабженный управляющим электродом, напряжение на котором определяет плотность тока в пучке (рис. 14.2). Последний падает на экран, представляющий собой тонкий слой вещества, нанесенного на широкое дно трубки, способного светиться при попадании на него электронов. В месте падения электронного пучка экран светится, причем яркость его свечения пропорциональна потенциалу на управляющем электроде трубки, создаваемому продетектированным и усиленным напряжением. Две системы вертикального и горизонтального отклонения заставляют пучок обегать весь экран последовательно строчка за строчкой так, как обегает мозаичный экран электронный пучок в передающей трубке.

Успешное воспроизведение изображения возможно только в том случае, если электронные пучки в передающей и приемной трубках движутся строго

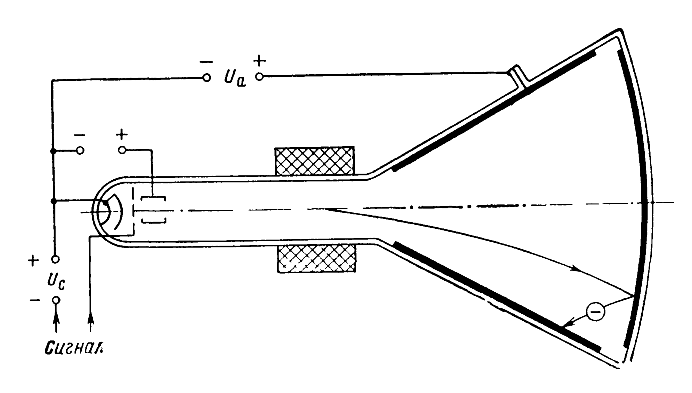


Рис. 14.2. Приемная телевизионная трубка (кинескоп)

синхронно. Это достигается посылкой специальных импульсов, синхронизирующих начало воспроизведения кадров и начало и конец прохождения строк. В связи с тем, что электронный пучок проходит отдельные элементы мозаики, перемещаясь с большой скоростью, сигналы, снимаемые с них, имеют вид весьма кратковременных импульсов. Для удовлетворительного воспроизведения их приемник должен обладать широкой полосой пропускания — обычно в несколько мегагерц, поэтому телевидение осуществимо только в диапазоне УКВ.

Телевидение находит все более широкое применение в различных областях науки и техники. Малогабаритные телевизионные камеры могут помещаться в таких местах, где присутствие человека невозможно, например в урановых реакторах, на космических ракетах и т. п. Это позволяет наблюдать недоступные ранее процессы и явления и с помощью аппаратуры телеуправления управлять ими на расстоянии.

В настоящее время происходит переход от черно-белого к цветному телевидению, эстетические и информативные свойства которого несравненно выше. Успешно решается и другая важнейшая проблема — проецирование изображения на большой экран. Нет сомнения, что в недалеком будущем возникнет широкая сеть телевизионных театров, где телепередачи будут демонстрироваться на больших экранах. Разрабатываются более сложные передающие трубки, обладающие огромной чувствительностью, с помощью которых становится возможным производить передачи не только из телестудий с повышенной освещенностью сцены, но и с плохо освещенных улиц, залов, стадионов. Создание передающих трубок, чувствительных к инфракрасным лучам, открывает интересную возможность передач затемненных объектов.

В настоящее время уже более 80% населения нашей страны имеет возможность смотреть передачи Центрального и местного телевидения, которые ретранслируются по многоканальным радиолиниям и через искусственные спутники Земли.

На повестке дня реализация всемирной системы связи и обмена телевизионными программами через искусственные спутники Земли, запущенные на стационарные орбиты. Ими становятся спутники, запускаемые на расстояние около 40 000 км от поверхности Земли: они вращаются синхронно с Земным шаром. Всего три спутника-ретранслятора могут при этом обеспечить всемирную связь.

14.3. РАДИОЛОКАЦИЯ

В 1887 г. Г. Герцем был обнаружен эффект отражения радиоволн от препятствий. Явление это было в дальнейшем положено в основу радиолокации — отрасли радиотехники, занимающейся обнаружением и определением координат различных удаленных целей с помощью специальной радиоаппаратуры.

Типовая радиолокационная установка содержит передатчик, создающий мощные кратковременные радиоимпульсы (рис. 14.3), антенную систему, имеющую острую диаграмму направленности, которая подобно прожектору просматривает пространство, где возможно нахождение цели, а также приемное и индикаторное устройства. Когда излученные электромагнитные волны падают на цель, они частично отражаются. Отраженные волны возвращаются к антенне радиолокатора, которая с помощью специального переключателя во время промежутка между излучением импульсов передатчика подключается на вход приемника. Последний усиливает и детектирует принятые отраженные импульсы и подает их на вход индикатора, в качестве которого чаще всего используется электронно-лучевая трубка.

В момент излучения передатчиком импульса высокочастотной энергии на индикатор подается импульс, запускающий горизонтальную развертку на трубке и создающий изображение импульса в начале линии развертки. Отраженный импульс приходит спустя время $t=2D/c$, где D — расстояние до цели, а c — скорость распространения электромагнитных волн. Поэтому его изображение возникает на некотором расстоянии от первого импульса, которое успеет пройти луч по экрану за время t. Зная скорость движения луча, нетрудно определить расстояние до цели по расстоянию между импульсами на экране.

Отраженный импульс максимален на экране индикатора при таком положении антенны, когда максимум ее характеристики излучения направлен на

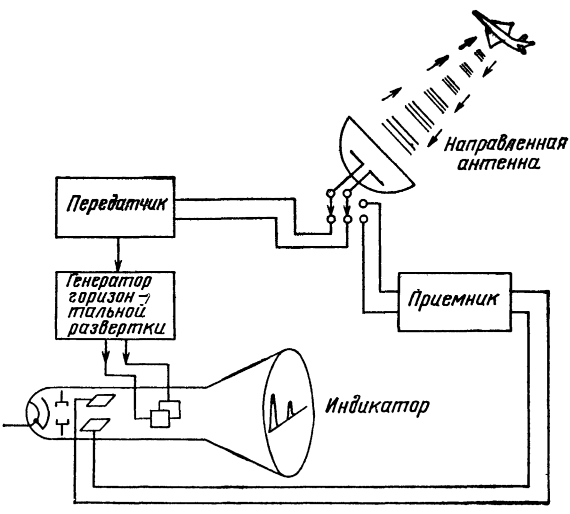


Рис. 14.3. Структурная схема радиолокатора

цель. Зная направление на цель и ее расстояние от станции, нетрудно определить ее координаты. Максимум диаграмм направленности обычно не бывает острым, поэтому такой метод не позволяет определять направление на цель с большой точностью. Более точное определение направления на цель может быть произведено при использовании так называемого метода равносигнальной зоны. Он заключается в том, что антенная система составляется из двух антенн с острыми диаграммами направленности, которые направлены одна относительно другой под небольшим углом α (рис. 14.4). Обе

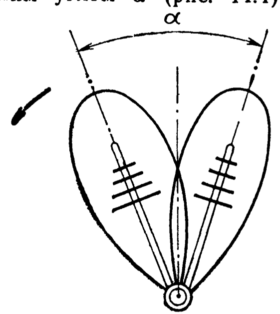
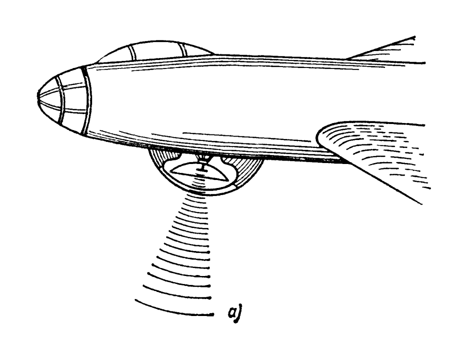


Рис. 14.4. Антенная система для определения направления по методу равносигнальной зоны

антенны жестко связаны и вращаются как одно целое. Когда цель находится в направлении биссектрисы угла α, отраженные от нее волны принимаются обеими антеннами с одинаковой интенсивностью: небольшие отклонения от этого направления приводят к значительным изменениям разности сигналов, принимаемых антеннами.

Различные объекты отражают электромагнитные волны по-разному. Особенно интенсивно отражают их металлические строения—мачты, мосты и т. п. Гладкие водные поверхности отражают их по оптическим законам зеркального отражения. Неровные поверхности создают рассеянное отражение радиоволн. Разный характер отражения радиоволн используется в самолетных панорамных локаторах с узкой в горизонтальной и широкой в вертикальной плоскости диаграммой направленности антенны, устанавливаемой под корпусом самолета, которая, поворачиваясь около вертикальной оси, «просматривает» земную поверхность (рис. 14.5,*а*). Отраженные импульсы приходят обратно с запаздыванием, пропорциональным наклонной дальности от самолета до места отражения.

В индикаторе используется радиально-круговая развертка, при которой луч пробегает экран от центра к периферии в том направлении, по которому в это время ориентирована антенна. Из-за того, что она вращается сравнительно медленно, экран трубки покрывают составом с большим временем послесвечения. В отсутствие отраженного сигнала трубка заперта и экран не светится. Отраженные сигналы



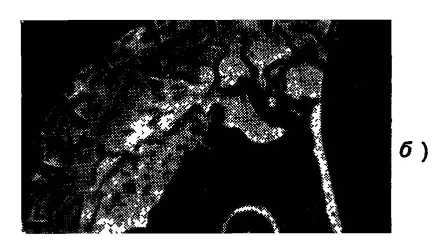


Рис. 14.5. Самолетный панорамный радиолокатор:
а — установка антенны на самолете; *б* — изображение местности на экране радиолокатора

отпирают трубку и модулируют яркость засветки пропорционально их интенсивности. Вследствие этого на экране индикатора возникает своеобразное «радиолокационное» изображение местности под самолетом. Сличая его с картой, нетрудно распознать характерные очертания озер, рек, мостов через них, городов, больших строений и т. п. (рис. 14.5,*б*).

Однако радиолокационное изображение местности, полученное на волне 3 см, все же сильно отличается от фотографического и часто требует специальной расшифровки. Это определяется сравнительно большой длительностью импульсов, излучаемых локатором. Ширина луча и длительность импульсов могут быть уменьшены при переходе к более коротким волнам. В настоящее время производится интенсивное освоение диапазонов миллиметровых и субмиллиметровых волн. Изображение местности на экране локатора миллиметрового диапазона уже напоминает нечеткий фотографический снимок. Например, на панораме аэродрома можно различить легкие и тяжелые самолеты.

Новейшие радиолокационные устройства, основанные на несколько иных принципах, позволяют получить сверхвысокую разрешающую способность, при которой изображение местности почти не отличается от фотографического. Поэтому часто говорят о появлении «радиовидения». Такое радиовидение» может производиться в темноте и почти не зависит от метеорологических условий. Это дает возможность штурману самолета уверенно ориентироваться и определять свое местоположение в отсутствие прямой видимости, ночью и когда земля скрыта туманом или облаками.

Для облегчения работы штурмана на важнейших трассах устанавливаются радиомаяки, которые в ответ на приходящие импульсы самолетного локатора излучают кодированные импульсные сигналы, создающие характерную отметку на экране индикатора в месте, соответствующем расположению маяка.

В наше время подавляющее большинство самолетов и морских судов снабжается радиолокационными установками, которые облегчают их вождение, предупреждают о приближении к препятствиям и встречным судам, позволяют с большой точностью определять расстояние до берега или высоту самолета над поверхностью земли, ледоколам находить проходы в ледяных полях и т. п. Однако навигационные задачи решаются главным образом специальными установками, использующими несколько иные принципы.

14.4. РАДИОНАВИГАЦИЯ

В первый период развития авиационной радиотехники самолеты и суда не имели на борту радионавигационного оборудования. Для определения своего местонахождения они посылали радиограмму — запрос на радиопеленгаторные станции, расположенные в определенных пунктах вдоль основных трасс. Два радиопеленгатора, определив направление на самолеты (рис. 14.6), давали необходимые данные для определения их местонахождения.

Основным элементом пеленгатора является антенная система, позволяющая определять с достаточной точностью направление на самолет или судно по излучаемому им сигналу методом

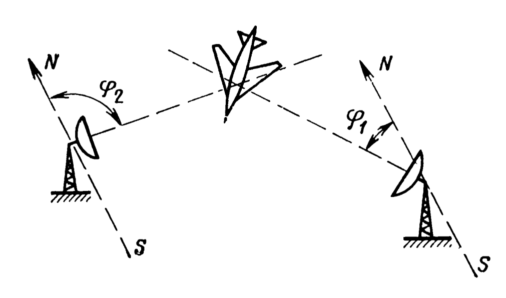


Рис. 14.6. Пеленгация самолета двумя радиостанциями

равносигнальной зоны или иным образом. На всех современных самолетах ставятся радиовысотомеры, которые позволяют с точностью, недоступной для барометрических приборов, непрерывно измерять высоту полета над землей. Принцип их действия основан на измерении времени прохождения электромагнитных волн от самолета до земли и обратно.

В конце 30-х годов на самолетах появились весьма ценные навигационные приборы — радиокомпасы. Они представляют собой радиоприемные устройства, выполняющие роль автоматических радиопеленгаторов. Если настроиться на волну некоторой радиостанции, радиокомпас будет показывать на стрелочном индикаторе угол между направлением продольной оси самолета и направлением на радиостанцию. Для определения направления на радиостанцию обычно используют вращающуюся рамочную антенну. Вдоль важнейших трасс и на аэродромах устанавливаются специальные радиопередатчики — маяки, ориентируясь по которым летчик может легко определить курс и местонахождение самолета.

Высокую точность определения координат самолетов дают так называемые гиперболические дальномерно-разностные системы радионавигации. Они составляются из трех стационарных наземных передатчиков, размещаемых на значительных расстояниях один от другого (рис. 14.7). На самолете устанавливают радиоприемное устройство, которое принимает сначала сигналы станций *A* и *B*, а затем *A* и *C*. Станция *A*, называемая «ведущей», излучает импульсы, синхронизирующие «посылки импульсов» «ведомыми» станциями *B* и *C*. На самолете имеется еще приемное устройство с индикатором (электронно-лучевой трубкой), позволяющим измерить запаздывание момента прихода импульсов от ведущей и от каждой из ведомых станций. Штурман снабжается специальными полетными картами с нанесенными линиями, вдоль которых разность хода импульсов сохраняется неизменной. Они образуют два семейства пересекающихся гипербол (штриховые и сплошные кривые на рис. 14.7). Определив разность хода сигналов двух пар радиостанций, штурман по карте может найти местоположение самолета.

Для того чтобы летчик имел возможность произвести посадку самолета на аэродром в отсутствии видимости, на определенных расстояниях от взлетно-посадочной полосы устанавливают

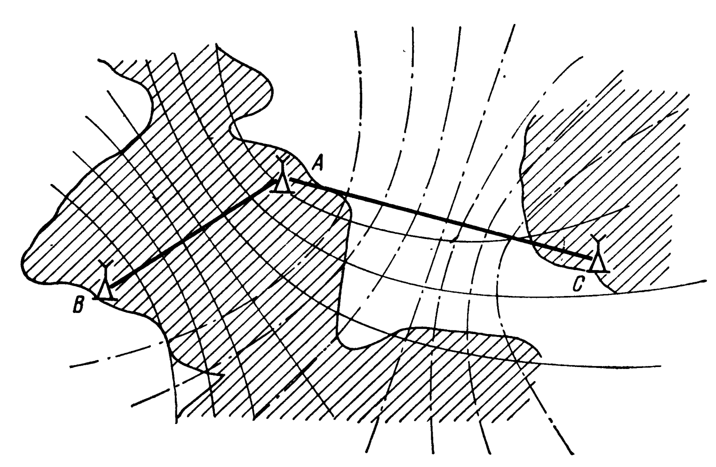


Рис. 14.7. Гиперболическая система радионавигации

так называемые маркерные маяки. На самолете имеется специальный приемник, на выходе которого ставится звонок. Прохождение каждого из маркеров отмечается определенным звуковым сигналом. Посадка самолета может осуществляться летчиком по показаниям стрелочного индикатора, стоящего на выходе двух приемников, принимающих сигналы курсового маяка, по которым летчик выдерживает курс вдоль посадочной полосы, и приемника, принимающего сигналы глиссадного маяка, по излучению которого производятся снижение и посадка самолета. Таким образом, современные средства радионавигации позволяют осуществлять уверенное вождение самолета, привод их на аэродром и посадку в любых метеорологических условиях и в отсутствие видимости.

14.5. РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ

Полеты со сверхзвуковыми скоростями, достижение высот в десятки и сотни километров, изучение глубин океанов, контроль и управление сложнейшими производственными процессами и целый ряд других важнейших задач, выдвигаемых развитием современной науки и техники, не могут быть успешно решены, если нет возможности осуществлять контроль и управление различными объектами на расстоянии.

Ввиду того, что для управления каким-либо процессом, как правило, необходимо одновременно регулировать несколько величин, определяющих режим работы управляемого объекта, очевидно, что радиолинии телеуправления должны быть многоканальными.

При большом числе каналов чаще всего их разделяют по частоте. Осуществляется это следующим образом. Частота модуляции, создаваемой управляющими сигналами *F*, обычно весьма низкая. С этой частотой производится модуляция в первом канале (рис. 14.8,*а*). Передача управляющего сигнала второго канала производится не непосредственно, а после преобразования его частоты. Для этого сигнал с частотой модуляции сперва преобразуют, используя сигнал специального генератора постоянной, так называемой поднесущей частоты $f_{под}$, превышающей максимальную частоту управляющего сигнала $F_{макс}$. На выходе

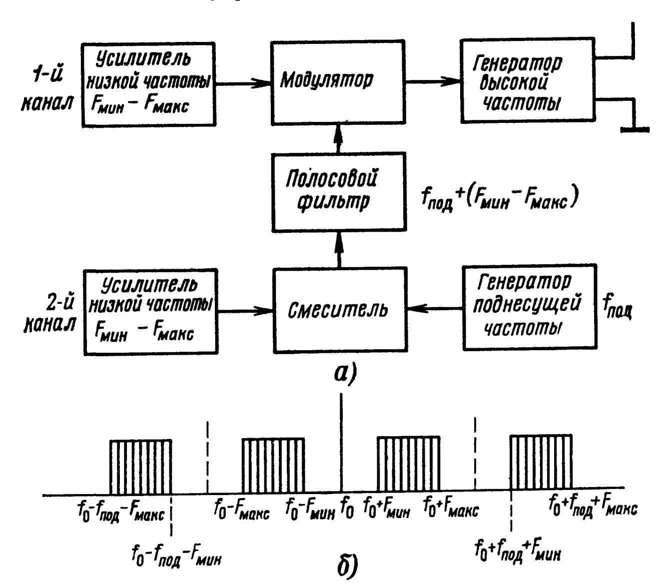


Рис. 14.8. Передача сигналов по многоканальной радиолинии с частотным разделением:
а — структурная схема передатчика; *б* — спектр частот колебаний, передаваемых по двум каналам

преобразователя ставят фильтр, выделяющий комбинационную частоту $f_{под}+F$, которая и подается на модулятор. Поскольку $f_{под}>F_{макс}$, то частоты модуляции первого и второго каналов оказываются разделенными (рис. 14.8,*б*). Таким же образом можно передать сигналы еще по нескольким независимым каналам. При этом в каждом канале используется своя все более и более высокая поднесущая частота.

В приемном устройстве для разделения каналов на выходе детектора ставят фильтры на полосы частот от $F_{мин}$ до $F_{макс}$ и от $f_{под}+F_{мин}$ до $f_{под}+F_{макс}$. Для получения на выходе второго и всех следующих каналов нормальной частоты модуляции отфильтрованные частоты понижают путем их преобразования, используя колебания с частотой той же поднесущей и выделяя разностные частоты.

Закон управляющего сигнала в каждом канале может передаваться путем АМ, ЧМ или ФМ. Число каналов при частотном методе разделения ограничено допустимой шириной полосы пропускания приемника и передатчика. При небольшом числе каналов чаще прибегают к временному разделению каналов с использованием различных видов импульсной модуляции. После разделения каналов в приемном устройстве и детектирования управляющее напряжение усиливается и подается на исполнительный механизм.

Для контроля за управляемым объектом на нем устанавливается передатчик многоканальной телеметрической линии, передающий на пункт управления показания измерительных приборов.

В некоторых случаях управление объектом выполняется устанавливаемым на нем автоматическим прибором. Например, на вооружении современных армий находятся так называемые самонаводящиеся реактивные снаряды. Они снабжаются миниатюрной радиолокационной установкой, показания которой обрабатываются автоматическими устройствами и превращаются в сигналы, управляющие механизмами, которые изменяют режим полета. Такие снаряды самостоятельно отыскивают цель, следуют за ней и, подойдя к ней, взрываются.

Технике телеуправления принадлежит большое будущее: управление аппаратурой, установленной на искусственных спутниках Земли и межпланетных кораблях, управление процессами добычи полезных ископаемых на дне морей и др.

14.6. ДРУГИЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

Радиотехнические методы в настоящее время проникли в большинство современных отраслей естественных наук и техники, так что перечислить все области применения радио в кратком очерке не представляется возможным.

Радиотехнические устройства помогают физикам регистрировать космические лучи и получать в гигантских ускорителях ядерные частицы, обладающие огромной энергией. Мощные генераторы высокой частоты можно сейчас встретить на машиностроительных и инструментальных заводах. Поверхность металлических изделий в поле токов высокой частоты сильно нагревается. После быстрого охлаждения она закаляется, приобретая необходимую твердость. Внутренняя же часть изделия остается незакаленной, сохраняя упругие свойства стали. Электрическое поле ультравысокой частоты используется в медицине при лечении ряда воспалительных процессов. Колебания сверхзвуковых частот, создаваемые специальным генератором, позволяют наиболее экономично и быстро производить очистку и мытье различных деталей, тканей. Использование радиотехнической аппаратуры часто позволяет геологам исследовать строение слоев земной поверхности, не прибегая к трудоемкому и дорогому бурению.

За последние годы возникла и бурно развивается новая отрасль радиоэлектроники — **квантовая электроника**. Использование физических явлений в кристаллах, газах и полупроводниках позволило создать новые типы генераторов колебаний самых различных диапазонов, включая диапазон световых волн. Эти генераторы обладают исключительно высокой стабильностью частоты и монохроматичностью генерируемых колебаний. Последнее свойство при малой длине волны световых колебаний дает возможность концентрировать излучение в очень узкие лучи, что позволяет создавать в них огромные плотности энергии. Концентрация энергии столь велика, что они способны проплавлять на зна-

чительных расстояниях металлические листы. Медики используют их как тончайшие скальпели, а физики надеются возбудить ими термоядерные реакции.

Огромная частота несущих колебаний в оптическом диапазоне позволяет с помощью одного передатчика осуществлять передачу в десятках тысяч независимых каналов. Квантовые усилители, благодаря исключительно малому уровню собственных шумов обладают максимальной чувствительностью. Поэтому квантовая электроника открывает возможности связи на космические расстояния. Это перечисление можно было бы продолжить, но нам хочется в заключение обратить особое внимание читателя на бурно развивающуюся в последние годы технику электронных вычислительных машин.

Многие процессы в природе описываются чрезвычайно сложными и громоздкими уравнениями. Решить их в общем виде не представляется возможным, а использование приближенных методов решения требует напряженной и длительной работы, в результате к моменту получения решения сама задача часто устаревает. Например, в настоящее время разработана весьма совершенная теория прогнозирования погоды. Составление краткосрочных прогнозов погоды сводится к нахождению решения системы большого числа уравнений, в которые вносятся показания от многочисленных метеорологических наблюдательных пунктов. Решение этой системы с достаточной точностью обычными методами требует при реально возможных штатах вычислителей в институтах прогнозов такого времени, что полученный результат оказывается не прогнозом, а проверкой того, что уже произошло.

Ввиду этого при анализе некоторых процессов раньше шли либо на сокращение числа уравнений или упрощение их вида, что снижало точность полученных результатов, либо для отыскания нужного решения прибегали к постановке многочисленных и дорогих экспериментов. Так, например, математическое решение задачи о нахождении наивыгоднейшей формы гребного винта для новых судов столь сложно, что ее решали в основном созданием десятков и сотен моделей винтов и их практическим испытанием. Электронная вычислительная машина позволяет найти наивыгоднейшую форму винта в течение нескольких часов. Она решает сложнейшие уравнения и системы уравнений за время, исчисляемое десятками секунд или минутами.

14.7. МИКРОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

Бурное развитие радиоэлектроники как области техники, но и возникновение многих ее самостоятельных направлений пронизывает другие области науки и техники, куда следует в первую очередь отнести технику электронно-вычислительных машин (ЭВМ), автоматику, кибернетику, телеуправление, телеметрию и т. д. Устройства, которые они используют, отличает большая сложность, наличие тысяч активных и пассивных элементов, что на первых этапах развития приводило к созданию громоздких, дорогих энерго- и материалоемких устройств. Например, ЭВМ первого поколения (на лампах) занимали целые этажи специально построенных зданий. Мало того, что их обслуживание было очень сложным, их работоспособность находилась на очень низком уровне. Это и понятно: если, к примеру, электронная лампа имеет средний срок службы 5000 ч, а устройство содержит 5000 ламп, то в среднем оно через каждый час будет останавливаться из-за выхода из строя одной из ламп и простаивать до устранения неисправности. Помимо потерь вакуума и эмиссии катодами электронных ламп, самым уязвимым местом в электронных устройствах являются пайки соединительных проводов.

Первым значительным шагом в разрешении противоречия между растущей сложностью аппаратуры и ухудшающейся надежностью явилась замена ламп на более долговечные и экономичные полупроводниковые приборы и переход к печатному монтажу, когда все соединительные провода выполняют в виде тонких металлических полосок на поверхности диэлектрической пластины; их создают методом фотолитографии по заранее разработанному шаблону (трафарету).

Переход к низковольтным транзисторам позволил разработать миниатюрные и сверхминиатюрные резисторы, катушки и конденсаторы, которые крепились на стандартных платах как навесные детали. Пример такой платы с деталями приведен на рис. 14.9. Дан-

ный метод монтажа позволил повысить надежность деталей, уменьшить размеры и устранить часть паяных соединений. Однако соединения отдельных элементов схем путем пайки к платам по-прежнему оставались.

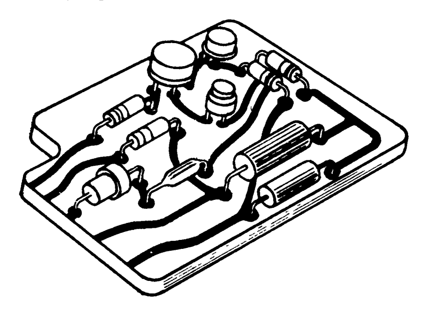


Рис. 14.9. Монтаж радиодеталей на печатной плате

В связи с тем, что коэффициенты усиления активных приборов в настоящее время весьма велики, даже в устройствах со значительной выходной мощностью получение ее обеспечивается всего одним-двумя оконечными каскадами, все же остальные работают при малых (иногда ничтожно малых) уровнях мощности. Это позволяет перейти к миниатюрным радиодеталям со сборкой их в едином вакуумном или герметизированном твердым диэлектриком блоке с резко уменьшенным числом внешних выводов. Были разработаны небольшие стандартные платы, на которых крепили радиодетали и активные элементы; платы размещали одну под другой, подобно полкам этажерки, а электрические соединения выполняли на общих шинах, проходящих по бокам всех плат (рис. 14.10). Всю

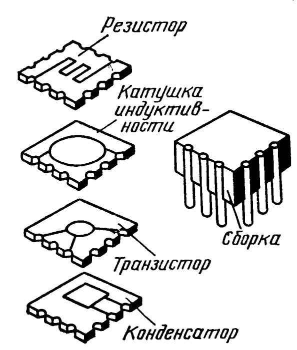


Рис. 14.10. Микромодуль этажерочного типа

сборку заливали специальным диэлектриком (компаундом) и размещали в едином металлическом корпусе. Такие устройства имеют законченное функциональное назначение (усилитель, генератор, преобразователь и т. п.); они получили название **микромодулей**, поскольку позволили объединить до нескольких десятков элементов в едином объеме, занимавшем несколько кубических сантиметров.

Сокращение длины соединительных проводов привело к уменьшению их индуктивностей и емкостей, что позволило улучшить частотные свойства устройств и устойчивость их работы. Одновременно уменьшилось число внешних паек и упростилась технология сборки сложных устройств на базе стандартных модулей.

Однако недостатком данного конструктивного направления явилось сохранение индивидуального метода изготовления деталей, что определяло их высокую стоимость, значительный производственный разброс параметров и не исчерпывало всех резервов в повышении надежности. Подлинная революция в электронной технике произошла под освоением группового метода производства целых функциональных узлов в едином корпусе, которые получили название **интегральных схем**.

Общая идея их создания была заимствована из методов, разработанных для производства транзисторов планарного типа, у которых электроды располагались вблизи поверхности плоской кристаллической полупроводниковой пластины. Благодаря тому, что все границы переходов лежат в одной плоскости, оказалось возможным создать контакты ко всем областям через пленку изолятора, нанесенного на поверхность пластины. На рис. 14.11 приведены поперечные разрезы биполярного и полевого транзисторов планарного типа. Толщина таких транзисторов составляет всего 2—5 мкм. Для придания необходимой жесткости их формируют на более толстом бруске полупроводника (чаще всего кремния) или на пластине изолятора (керамической, рубиновой, сапфировой и т. п.).

В подобных конструкциях все элементы транзисторов (кроме контактов выводов) образуются соответствующей обработкой пластины кремния. Введение в определенные участки донорных и акцепторных примесей создают области с разными типами проводимости; роль изолятора играет пленка окисла кремния, которая может быть получена

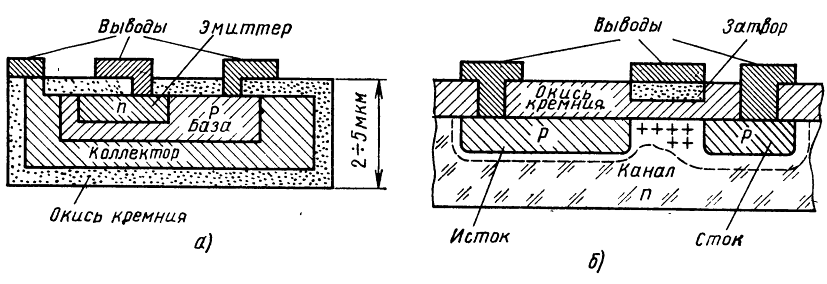


Рис. 14.11. Транзисторы планарного типа:
а — биполярный; *б* — полевой

путем термической обработки кристалла в атмосфере кислорода. Эти операции производят последовательно при защите участков, не требующих воздействия, маской соответствующей конфигурации. Таким образом, активные элементы могут создаваться в единой цепи технологических операций над пластиной кремния. Легко убедиться, что и пассивные элементы радиотехнических устройств могут быть созданы аналогичными процессами на той же пластине.

Во-первых, резисторы и конденсаторы могут быть выполнены как элементы тех же полупроводниковых диодов или транзисторов; во-вторых, их можно получить в виде обычных пластинчатых форм на поверхности кремниевой пластины с толсто- или тонкопленочным исполнением. При толстопленочной технологии на поверхность пластины через окна специальных трафаретов наносят особые пасты, которые затем высушивают и вжигают в поверхность кристалла.

В первом случае роль резистора может, например, играть область *p-n* перехода, образующая полупроводниковый диод. Если подать на переход обратное смещение, он будет играть роль элемента с большим омическим сопротивлением. Пространственное ограничение используемой области можно получить изолирующим слоем окисла кремния. Размеры таких резисторов составляют обычно 10—30 мкм. Для получения миниатюрных высокоомных резисторов применяют также полевые транзисторы. При этом используют возможность изменения эквивалентного сопротивления канала (от сотен ом до нескольких мегом) за счет подбора напряжения на затворе.

С одной стороны, такие управляемые напряжением резисторы удобны, с другой — необходимость подачи стабильного напряжения, наличие паразитной емкости, значительные температурные уходы определяют и ряд эксплуатационных неудобств, поэтому большее распространение получили пленочные резисторы, создаваемые по указанной выше технологии или напылением слоя металла на поверхность пластины. Типичные формы подобных резисторов показаны на рис. 14.12. Ширина полосок берется обычно около 0,2 мм, а толщина в десятые доли микрона. При такой малой толщине удельное сопротивление полоски становится весьма значительным. Но ширина пластин в масштабах микроэлектроники, где размеры отдельных элементов измеряются единицами микрон, является весьма значительной величиной, препятствующей увеличению «плотности упаковки» элементов. Лучшие с этой точки зрения показатели имеют тонкопленочные резисторы, создаваемые напылением с толщиной в десятые и сотые доли микрона при ширине в десятые и сотые доли миллиметра. Обладая меньшим уровнем шумов, чем толстопленочные элементы, они имеют лучшую температурную стабильность, меньшую паразитную емкость, не зависящую от напряжения, но позволяют рассеивать значительно меньшие мощности.

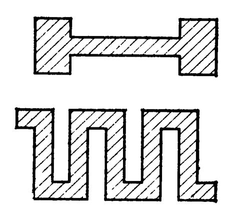


Рис. 14.12. Типовые формы пленочных резисторов

Как и при создании резисторов, роль конденсаторов могут выполнять барьерные емкости *p-n* переходов между областями с различным характером легирования, управляемые запирающими напряжениями. Они формируются при изготовлении микросхемы одновременно с изготовлением активных элементов. Обычно площадь таких конденсаторов не превышает 1 мм². Они имеют существенный недостаток — значительное сопротивление потерь за счет токов неосновных носителей через запертые переходы и зависимость параметров от напряжения смещения, поэтому область их использования ограничена.

Широкое применение в качестве конденсаторов нашли МДП структуры (металл — диэлектрик — полупроводник), в которых роль диэлектрика выполняет слой окиси кремния, а в качестве металлических обкладок — слои алюминия, меди или серебра. Удельные емкости здесь меньше, но они не зависят от приложенных напряжений, меньше сопротивление потерь и зависимость от температуры.

Значительно чаще все же находят применение толсто- и тонкопленочные конденсаторы. На рис. 14.13 изображе-

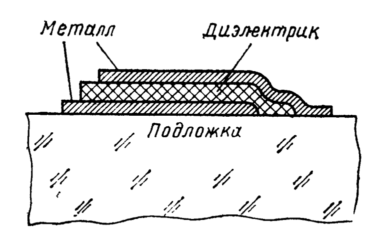


Рис. 14.13. Пленочный конденсатор

на типовая конструкция пленочного конденсатора. С помощью таких конденсаторов удается получить емкости в несколько тысяч пикофарад.

В толстопленочных конденсаторах толщина диэлектрического разделительного слоя составляет 10—40 мкм, а в тонкопленочных, изготавливаемых методом напыления, 0,1—1 мкм, при использовании метода анодирования — даже до 0,02—0,03 мкм. Утоньшение пленки диэлектрика приводит к увеличению емкости, но вынуждает снижать действующие напряжения. В качестве проводящих пластин используют обычно пленки алюминия или меди толщиной от 30 до 1 мкм.

Наибольшие трудности возникают при получении индуктивных элементов. Обычно их выполняют в виде концентрических спиралей (рис. 14.14). При

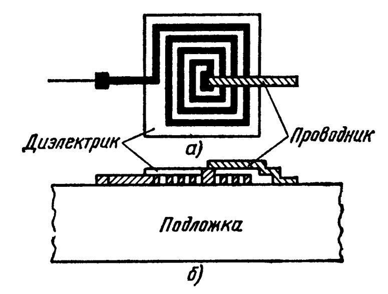


Рис. 14.14. Пленочная спиральная индуктивность

работе в диапазоне СВЧ, где не требуются индуктивности свыше десятков наногенри, они занимают площадь не более 1—1,5 мм² и имеют в диапазоне ДЦВ добротности в десятки единиц. Пока не удается получить индуктивности более 5 мкГн, что создает определенные трудности при разработке устройств, работающих на частотах ниже 30 МГц.

Ограничение в возможности получения емкостей и индуктивностей, заставляет в ряде случаев прибегать к использованию гибридных микросхем, в которых к интегральным микросхемам присоединяют навесные внешние дискретные элементы: конденсаторы, катушки, трансформаторы и т. д. В тех случаях, когда все-таки желательно изготовить устройство в виде единой интегральной микросхемы, прибегают к искусственному приему. Такие электронные схемы можно создать только на базе резисторов, конденсаторов небольшой емкости и транзисторов, которые будут иметь входное сопротивление, растущее с частотой при входном токе, отстающем от напряжения на 90°. Такое устройство называют гиратором, оно ведет себя как большая индуктивность. Хотя все устройство и усложняется, но оно может быть выполнено в едином интегральном исполнении. Аналогично можно создать электронную схему, эквивалентную большей емкости.

Как видно из приведенных описаний, все элементы, как активные, так и пассивные могут быть изготовлены по единой технологии, что позволяет разработать процесс одновременного производства их в виде законченных функ-

циональных узлов — интегральных (объединенных) схем. Познакомимся вкратце с общими чертами процесса их изготовления.

Он начинается с того, что на пластинку кристаллического полупроводника (чаще всего кремния) толщиной в десятые доли миллиметра наносят тонкую монокристаллическую пленку того же материала (эпитаксиальный процесс), осаждаемую из газообразного нагретого до 1200° С кремния. Вводимая при этом дополнительная примесь придает пленке *n*-тип проводимости. Затем на пленке путем нагрева пластины в присутствии кислорода создается тонкий защитный слой диэлектрика — двуокиси кремния. На эту пленку наносят тонкий слой специального состава, называемого фоторезистом, который чувствителен к свету подобно фотоэмульсии. На него проектируют фотографию участков схемы, которые должны обладать свойствами проводника. Освещенные места так изменяют свой состав, что на нем при проявлении получают изображение засвеченных мест, а незасвеченные участки удаляют. На пластину действуют кислотой, которая вытравливает незащищенные фоторезистом участки в слое окисла кремния. Далее пластину нагревают в парах фосфора или бора, который диффундирует через «окна», протравленные в пленке окисла в кремний, где создаются участки с *n*- или *p*-типом проводимости. Эти участки образуют коллекторы транзисторов, базы диодов и резисторы. Затем проводят второй цикл аналогичных операций создания окисной пленки и фотолитографии для получения следующего слоя электродов полупроводниковых приборов. При третьем цикле создаются области с третьим типом проводимости для транзисторов и контактные выводы активных и пассивных элементов схемы. Элементы соединяют при четвертом цикле, когда после травления напыляют на поверхность пластины тонкое металлическое покрытие. Таким способом на одной пластине одновременно изготовляют несколько сотен микросхем. Пластину разрезают на отдельные микросхемы, которые затем помещают в корпуса, снабженные выводами для присоединения к другим элементам радиоустройства.

На рис. 14.15 приведен пример поперечного разреза созданной таким путем микросхемы. На нем три области с проводимостью разного характера, выращенные слой над слоем, образуют в левой части триод типа *n-p-n*. Нанесенная сверху пленка окиси кремния образует изолятор, сквозь который проходят выводы. Резистор образован участком легированного полупроводника с *p*-типом проводимости, а конденсатор — металлической пленкой сверху, слоем изолятора и слоем с *n*-типом проводимости.

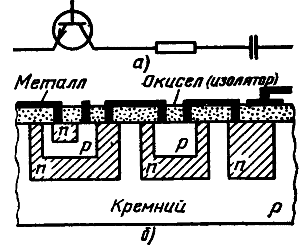


Рис. 14.15. Пример тонкопленочной интегральной схемы:
а — схемное изображение элементов структуры; *б* — строение поперечного сечения, соответствующего элементам, изображенным выше

Описанный процесс образования интегральных устройств является в настоящее время основным, но не единственным. Он позволяет получить элементы размером в единицы микрон. Минимальный размер деталей при фотолитографии определяется дифракцией света и близок к 0,5 мкм. Выше было также упомянуто о технологии изготовления толстопленочных интегральных микросхем с помощью паст, наносимых через трафареты с последующей термической обработкой.

Для увеличения плотности размещения деталей нашел применение электронно-лучевой метод формирования рисунка микросхемы, который на порядок позволяет уменьшить размеры отдельных элементов. Созданные специальные установки формируют тончайший электронный луч, который как бы гравирует нужный рисунок на поверхности кристалла. Управление движением луча производится автоматически по заданной программе. Одновременное изготовление сотен микросхем позволяет получить достаточно низкую стоимость изделий при хорошей повторяемости параметров и высокой надежности. Последнее в значительной мере определяется отсутствием соединительных проводов, паек и уменьшением числа герметизированных корпусов, дефекты ко-

торых являются особенно частой причиной выхода приборов из строя.

Интегральные схемы различного назначения объединяются в серии, имеющие одинаковые корпуса и систему выводов (рис. 14.16). Это позволяет значительно упростить их монтаж и соединение кратчайшими проводами на стандартных печатных платах и автоматизировать данный процесс. Производство аппаратуры при этом напоминает сборку конструкций из детских кубиков. На рис. 14.17 приведен пример типового размещения интегральных микросхем на печатной плате.

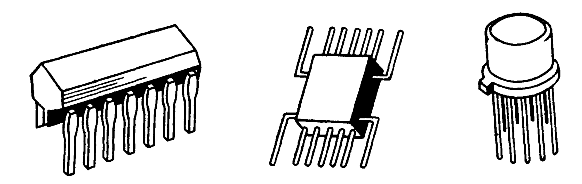


Рис. 14.16. Внешний вид интегральных микросхем

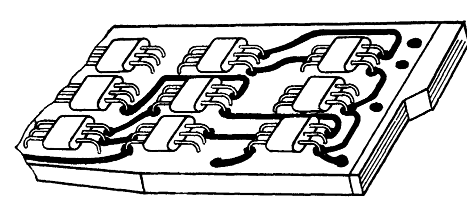


Рис. 14.17. Пример типового размещения интегральных микросхем на печатной плате

Краткие описания процессов производства микросхем, конечно, не отражают всей сложности их реализации. Микроэлектроника породила новые научные направления, потребовала создания промышленности сверхчистых материалов, удивительных по точности приборов, прецизионных устройств и особой культуры производства, так что с полным правом ее создание можно назвать технической революцией, потребовавшей напряженной работы специалистов самых различных направлений и больших капиталовложений. Возникает вопрос: что же микроэлектроника дает в настоящее время и что может дать в будущем?

Уже имеющиеся достижения микроэлектроники позволили создать ЭВМ с огромным быстродействием и высокой надежностью. Уменьшение расстояний между отдельными элементами и узлами сократило длину соединительных проводов; уменьшило их паразитные индуктивности и емкости. Все это привело к уменьшению времени прохождения сигналов по цепям устройства и сократило длительность переходных процессов, что и определило рост быстродействия.

Резкое снижение потока отказов, уменьшение энергопотребления, выделения тепла, материалоемкости и трудоемкости производства позволили, с одной стороны, создать компактные устройства с огромными функциональными возможностями, а с другой — выпустить миниатюрные специализированные ЭВМ — микропроцессоры, которые внедряются в настоящее время во все виды научной, технической и производственной деятельности. В этом следует видеть огромный вклад микроэлектроники в автоматизацию производства, оптимизацию всей созидательной деятельности человека, форсировании научно-технического прогресса.

Большие положительные сдвиги одновременно произошли и в технике связи и радиовещания. Без микроэлектроники были бы невозможны спутниковые линии передачи информации. В настоящее время все узлы радиоаппаратуры переводятся на интегральные микросхемы. Кроме новых функциональных возможностей, это дает большую экономию потребления энергии. Насколько это важно, следует хотя бы из того, что один парк телевизоров в масштабах страны поглощает мощность, равную суммарной мощности нескольких крупных ГЭС.

Использование интегральной микротехники ставит на повестку дня практическое внедрение видеотелефонной связи и создание абонентской справочной и сервисной служб.

Автоматические системы диагностики с микропроцессорами позволяют получать точную картину различных за-

болеваний у человека на ранних стадиях развития и обнаруживают неисправности сложных механизмов. Словом, нет возможности перечислить все практические приложения микроэлектронной техники. Конечно, нас интересует вопрос все ли возможности микроэлектроники уже исчерпаны? Здесь в первую очередь представляет интерес вопрос о возможности дальнейшего повышения быстродействия, что связано с проблемой уменьшения расстояния между элементами, а следовательно, и их размеров.

Предел уменьшения их определяется минимальным числом атомов, образующих структуру с заданными функциональными свойствами. Напомним, что атомы имеют размеры около 0,1—0,2 нм, толщина же тонких пленок составляет единицы микрометров, что в 10^3—10^4 раз больше, так что с этой стороны существует принципиальная возможность повышения плотности упаковки. С другой стороны, минимальные рабочие напряжения, при которых могут работать полупроводниковые приборы, должно в 2—3 раза превышать контактную разность потенциалов в переходах, что составляет 1,2—2,0 В. При таких напряжениях ширина базы транзисторов должна быть не менее 0,07—0,08 мкм. Отсюда легко рассчитать, что минимальная площадь транзистора может составить 1,2—1,6 мкм^2. Это позволит разместить на 1 см^2 кристалла около 25 млн. каскадов с 10^8 элементами. Следовательно, и с этой точки зрения имеется возможность повысить плотность элементов интегральных микросхем.

Как показывают расчеты, предел быстродействия ЭВМ определяется прежде всего допустимым тепловым режимом микросхемы, что допускает повышение тактовой частоты до 100—150 МГц.

На быстродействие оказывает ограничение также наличие неоднородностей в кристаллах кремния, которые могут быть устранены при выращивании их в условиях невесомости — в космосе.

В заключение следует отметить, что наука не только непрерывно раздвигает горизонты практического применения микроэлектроники, но и указывает на возможность использования новых физических процессов и явлений для улучшения их показателей. Так, в настоящее время получила развитие ионика, использующая электрическое явление переноса зарядов ионами, что позволяет получить колебания инфразвуковых частот. Ионика открывает перспективы создания систем, в которых осуществляется передача информации, подобно тому, как это производят нервные клетки — нейроны.

Новым направлением является криотроника — использование электронных устройств при сверхнизких температурах. Это перспективное направление способно обеспечить многократное повышение чувствительности СВЧ устройств и создания запоминающих устройств сверхбольшой памяти.

Большое внимание в настоящее время уделяется развитию оптоэлектроники, которая осуществляет передачу информации модулированными световыми лучами с помощью световедущих волоконно-оптических световодов. Такие линии передачи позволяют во много раз увеличить объем передаваемой информации и быстродействие устройств.

Миллионы лет эволюции биологических видов привели к выработке у них наиболее совершенных систем восприятия, передачи и хранения информации. Бионика имеет своей целью моделирование процессов живой природы, что дает совершенно новые возможности во многих отраслях техники. Такое моделирование возможно только при использовании средств микроэлектроники, которая со своей стороны ожидает от бионики новых плодотворных идей для своего совершенствования.

Наконец, развивается и новое направление — функциональная микроэлектроника, которая ставит своей задачей отыскание новых физических явлений и эффектов, позволяющих получить те же функциональные узлы (усилители, преобразователи и т. д.), но не в форме традиционных радиотехнических устройств из транзисторов, резисторов, конденсаторов, катушек и проводов. Это сулит решение проблемы быстродействия и памяти на совершенно ином уровне.

Поиск ведется во многих направлениях, поскольку природа всегда будет открывать перед человеком безграничные возможности совершенствования дела его рук.

ОГЛАВЛЕНИЕ

2р. 80к

«РАДИО И СВЯЗЬ»